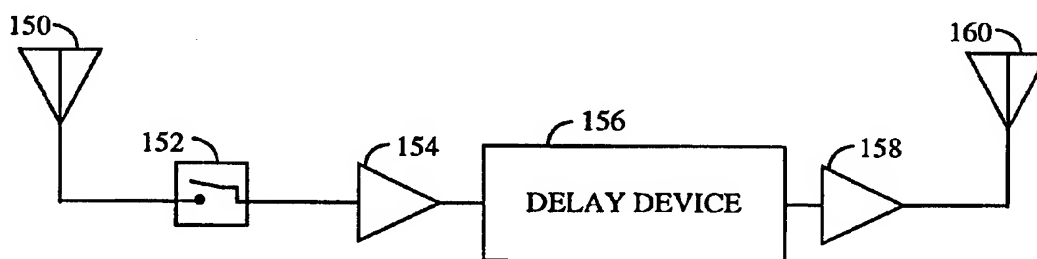




INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification ⁶ : H04B 7/26	A2	(11) International Publication Number: WO 97/08854 (43) International Publication Date: 6 March 1997 (06.03.97)
(21) International Application Number: PCT/US96/13868 (22) International Filing Date: 29 August 1996 (29.08.96) (30) Priority Data: 08/522,469 31 August 1995 (31.08.95) US (71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED [US/US]; 6455 Lusk Boulevard, San Diego, CA 92121 (US). (72) Inventors: WEAVER, Lindsay, A., Jr.; 1162 Cherryvale Road, Boulder, CO 80303 (US). ANTONIO, Franklin, P.; 2765 Cordoba Cove, Del Mar, CA 92014 (US). DEAN, Richard, F.; 5278 Spotted Horse Trail, Boulder, CO 80303 (US). (74) Agent: MILLER, Russell, B.; QUALCOMM Incorporated, 6455 Lusk Boulevard, San Diego, CA 92121 (US).		(81) Designated States: AL, AM, AT, AU, AZ, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, ARIPO patent (KE, LS, MW, SD, SZ, UG), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG). Published <i>Without international search report and to be republished upon receipt of that report.</i>

(54) Title: TIME DIVISION DUPLEX REPEATER FOR USE IN A CDMA SYSTEM

**(57) Abstract**

A method and apparatus for time division duplex (TDD) repeating a spread spectrum signal, said spread spectrum signal comprised of a series of code symbol modulated with a pseudonoise (PN) sequence. The TDD repeater receives intermittently the spread spectrum signal at a location remote from a source supplying the spread spectrum signal. The TDD repeater amplifies and delays the received spread spectrum signal by a predetermined amount. The TDD repeater transmits intermittently the delayed amplified received spread spectrum signal such that the TDD is not receiving the spread spectrum signal when it is transmitting the signal energy.

FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AM	Armenia	GB	United Kingdom	MW	Malawi
AT	Austria	GE	Georgia	MX	Mexico
AU	Australia	GN	Guinea	NE	Niger
BB	Barbados	GR	Greece	NL	Netherlands
BE	Belgium	HU	Hungary	NO	Norway
BF	Burkina Faso	IE	Ireland	NZ	New Zealand
BG	Bulgaria	IT	Italy	PL	Poland
BJ	Benin	JP	Japan	PT	Portugal
BR	Brazil	KE	Kenya	RO	Romania
BY	Belarus	KG	Kyrgyzstan	RU	Russian Federation
CA	Canada	KP	Democratic People's Republic of Korea	SD	Sudan
CF	Central African Republic	KR	Republic of Korea	SE	Sweden
CG	Congo	KZ	Kazakhstan	SG	Singapore
CH	Switzerland	LI	Liechtenstein	SI	Slovenia
CI	Côte d'Ivoire	LK	Sri Lanka	SK	Slovakia
CM	Cameroon	LR	Liberia	SN	Senegal
CN	China	LT	Lithuania	SZ	Swaziland
CS	Czechoslovakia	LU	Luxembourg	TD	Chad
CZ	Czech Republic	LV	Latvia	TG	Togo
DE	Germany	MC	Monaco	TJ	Tajikistan
DK	Denmark	MD	Republic of Moldova	TT	Trinidad and Tobago
EE	Estonia	MG	Madagascar	UA	Ukraine
ES	Spain	ML	Mali	UG	Uganda
FI	Finland	MN	Mongolia	US	United States of America
FR	France	MR	Mauritania	UZ	Uzbekistan
GA	Gabon			VN	Viet Nam

TIME DIVISION DUPLEX REPEATER FOR USE IN A CDMA SYSTEM

BACKGROUND OF THE INVENTION

5

I. Field of the Invention

This invention relates generally to spread spectrum communication systems and, more particularly, to an RF signal repeater.

10

II. Description of the Related Art

In a wireless telephone communication system, many users communicate over a wireless channel to connect to wireline telephone systems. Communication over the wireless channel can be one of a variety of multiple access techniques which facilitate a large number of users in a limited frequency spectrum. These multiple access techniques include time division multiple access (TDMA), frequency division multiple access (FDMA), and code division multiple access (CDMA). The CDMA technique has many advantages and an exemplary CDMA system is described in U.S. Patent No. 4,901,307 issued February 13, 1990 to K. Gilhousen et al., entitled "SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS," assigned to the assignee of the present invention and incorporated herein by reference.

25

In the just mentioned patent, a multiple access technique is disclosed where a large number of mobile telephone system users, each having a transceiver, communicate through satellite repeaters or terrestrial base stations using CDMA spread spectrum communication signals. In using CDMA communications, the frequency spectrum can be reused multiple times thus permitting an increase in system user capacity.

30

The CDMA modulation techniques disclosed in the '307 patent offer many advantages over narrow band modulation techniques used in communication systems using satellite or terrestrial channels. The terrestrial channel poses special problems to any communication system particularly with respect to multipath signals. The use of CDMA techniques permits the special problems of the terrestrial channel to be overcome by mitigating the adverse effect of multipath, e.g. fading, while also exploiting the advantages thereof.

35

In a CDMA cellular telephone system, the same frequency band can be used for communication in all base stations. At the receiver, separable multipath, such as a line of site path and another one reflecting off of a

40

building, can be diversity combined for enhanced modem performance. The CDMA waveform properties provide processing gain that is used to discriminate between signals that occupy the same frequency band. The high speed pseudonoise (PN) modulation allows many different propagation paths
5 of the same signal to be separated, provided the difference in path delays exceeds the PN chip duration. If a PN chip rate of approximately 1 MHz is employed in a CDMA system, the full spread spectrum processing gain, equal to the ratio of the spread bandwidth to the system data rate, can be employed against paths having delays that differ by more than one microsecond. A one
10 microsecond path delay differential corresponds to differential path distance of approximately 300 meters. The urban environment typically provides differential path delays in excess of one microsecond.

The multipath characteristic of a channel can result in signal fading. Fading is the result of the phasing characteristics of the multipath channel. A
15 fade occurs when multipath vectors are added destructively, yielding a received signal that is smaller than either individual vector. For example, if a sine wave is transmitted through a multipath channel having two paths where the first path has an attenuation factor of X dB, a time delay of δ with a phase shift of Θ radians, and the second path has an attenuation factor of
20 X dB, a time delay of δ with a phase shift of $\Theta + \pi$ radians, no signal would be received at the output of the channel.

The deleterious effects of fading can be further controlled to a certain extent in a CDMA system by controlling transmitter power. A system for base station and mobile unit power control is disclosed in U.S. Patent No. 5,056,109
25 entitled "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM", issued October 8, 1991, also assigned to the assignee of the present invention.

In the CDMA cellular system described in the above-referenced '307
30 patent, each base station provides coverage to a limited geographic area and links the mobile units in its coverage area through a cellular system switch to the public switched telephone network (PSTN). When a mobile unit moves to the coverage area of a new base station, the routing of that user's call is transferred to the new base station. The base station-to-mobile unit signal
35 transmission path is referred to as the forward link and the mobile unit-to-base station signal transmission path is referred to as the reverse link.

As described above, the PN chip interval defines the minimum separation two paths must have in order to be combined. Before the distinct paths can be demodulated, the relative arrival times (or offsets) of the paths in

the received signal must first be determined. A channel element modem performs this function by "searching" through a sequence of potential path offsets and measuring the energy received at each potential path offset. If the energy associated with a potential offset exceeds a certain threshold, a demodulation element may be assigned to that offset. After demodulating the signal present at that path offset can then be summed with the contributions of other demodulation elements at their respective offsets. A method and apparatus of demodulation element assignment based on searcher element energy levels is disclosed in co-pending U.S. Patent Application Serial No. 08/144,902 entitled "DEMODULATION ELEMENT ASSIGNMENT IN A SYSTEM CAPABLE OF RECEIVING MULTIPLE SIGNALS," filed October 28, 1993, assigned to the assignee of the present invention. Such a diversity or rake receiver provides for a robust digital link, because all paths have to fade together before the combined signal is significantly degraded.

In a cellular or personal communication telephone system, maximizing the capacity of the system in terms of the number of simultaneous telephone calls that can be handled is extremely important. System capacity in a spread spectrum system can be maximized if the transmit power of each mobile unit is controlled such that each transmitted signal arrives at the base station receiver at the same level. In an actual system, each mobile unit may transmit the minimum signal level that produces a signal-to-noise ratio that allows acceptable data recovery. If a signal transmitted by a mobile unit arrives at the base station receiver at a power level that is too low, the bit-error-rate may be too high to permit high quality communications due to interference from the other mobile units. On the other hand, if the mobile unit transmitted signal is at a power level that is too high when received at the base station, communication with this particular mobile unit is acceptable but this high power signal acts as interference to other mobile units. This interference may adversely affect communications with other mobile units.

Therefore to maximize capacity in an exemplary CDMA spread spectrum system, the transmit power of each mobile unit in communication with a base station is controlled by the base station to produce the same nominal received signal power at the base station. In the ideal case, the total signal power received at the base station is equal to the nominal power received from each mobile unit multiplied by the number of mobile units transmitting within the coverage area of the base station plus the power received at the base station from mobile units in the coverage areas of neighboring base stations.

The path loss in the radio channel can be characterized by two separate phenomena: average path loss and fading. The forward link, from the base station to the mobile unit, operates on a different frequency than the reverse link, from the mobile unit to the base station. However because
5 the forward link and reverse link frequencies are within the same frequency band, a significant correlation exists between the average path loss of the two links. On the other hand, fading is an independent phenomenon for the forward link and reverse link and varies as a function of time. However, the characteristics of the fading on the channel are the same for both the
10 forward and reverse link because the frequencies are within the same band. Therefore the average of fading over time for both links is typically the same.

In an exemplary CDMA system, each mobile unit estimates the path loss of the forward link based on the total power at the input to the mobile
15 unit. The total power is the sum of the power from all base stations operating on the same frequency assignment as perceived by the mobile unit. From the estimate of the average forward link path loss, the mobile unit sets the transmit level of the reverse link signal.

Mobile unit transmit power is also controlled by one or more base
20 stations. Each base station with which the mobile unit is in communication measures the received signal strength from the mobile unit. The measured signal strength is compared to a desired signal strength level for that particular mobile unit at that base station. A power adjustment command is generated by each base station and sent to the mobile unit on the forward
25 link. In response to the base station power adjustment commands, the mobile unit increases or decreases the mobile unit transmit power by a predetermined amount.

Various methods exist for switching the mobile unit from one base station to another (known as "handoff"). One such method is termed a
30 "soft" handoff, in which communication between the mobile unit and the end user is uninterrupted by the eventual handoff from an original base station to a subsequent base station. This method is considered a soft handoff in that communication with the subsequent base station is established before terminating communication with the original base
35 station. When the mobile unit is communicating with two base stations, a single signal for the end user is created from the signals from each base station by a cellular or personal communication system controller. U.S. Patent No. 5,267,261 which is incorporated by this reference and assigned to the assignee of the present invention, discloses a method and system for

providing communication with the mobile unit through more than one base station during the handoff process, i.e., providing soft handoff.

When a mobile unit is in communication with more than one base station, power adjustment commands are provided from each base station.

5 The mobile unit acts upon these multiple base station power adjustment commands to avoid transmit power levels that may adversely interfere with other mobile unit communications and yet provide sufficient power to support communication from the mobile unit to at least one of the base stations. This power control mechanism is accomplished by having the

10 mobile unit increase its transmit signal level only if every base station with which the mobile unit is in communication requests an increase in power level. The mobile unit decreases its transmit signal level if any base station with which the mobile unit is in communication requests that the power be decreased. A system for base station and mobile unit power control is

15 disclosed in U.S. Patent No. 5,056,109 as noted above. Further information for a system of base station and mobile unit power control is disclosed in U.S. Patent No. 5,265,199 entitled "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM", issued November 23, 1993, also assigned to

20 the assignee of the present invention.

Base station diversity at the mobile unit is an important consideration in the soft handoff process. The power control method described above operates optimally when the mobile unit communicates with each base station through which communication is possible. In doing so, the mobile

25 unit avoids inadvertently interfering with communications through a base station receiving the mobile unit's signal at an excessive level but unable to communicate a power adjustment command to the mobile unit because communication is not established therewith.

It is also desirable to control the relative power used in each data

30 signal transmitted by the base station in response to control information transmitted by each remote unit. The primary reason for providing such control is to accommodate the fact that in certain locations the forward channel link may be unusually disadvantaged. Unless the power being transmitted to the disadvantaged remote unit is increased, the signal quality

35 may become unacceptable. An example of such a location is a point where the path loss to one or two neighboring base stations is nearly the same as the path loss to the base station communicating with the remote unit. In such a location, the total interference would be increased by three times over the interference seen by a remote unit at a point relatively close to its base

station. In addition, the interference coming from the neighboring base stations does not fade in unison with the signal from the active base station as would be the case for interference coming from the active base station. A remote unit in such a situation may require 3 to 4 dB additional signal power from the active base station to achieve adequate performance.

At other times, the remote unit may be located where the signal-to-interference ratio is unusually good. In such a case, the base station could transmit the desired signal using a lower than normal transmitter power, reducing interference to other signals being transmitted by the system.

To achieve the above objectives, a signal-to-interference measurement capability can be provided within the mobile unit receiver. This measurement is performed by comparing the power of the desired signal to the total interference and noise power. If the measured ratio is less than a predetermined value, the mobile unit transmits a request to the base station for additional power on the forward link signal. If the ratio exceeds the predetermined value, the mobile unit transmits a request for power reduction. One method by which the remote unit receiver can monitor signal-to-interference ratios is by monitoring the frame error rate (FER) of the resulting signal.

The base station receives the power adjustment requests from each mobile unit and responds by adjusting the power allocated to the corresponding forward link signal by a predetermined amount. The adjustment would usually be small, typically on the order of 0.5 to 1.0 dB, or around 12%. The rate of change of power may be somewhat slower than that used for the reverse link, perhaps once per second. In the preferred embodiment, the dynamic range of the adjustment is typically limited such as from 4 dB less than nominal to about 6 dB greater than nominal transmit power.

All the cellular radiotelephone systems operate by placing base stations throughout a geographic region such that each base station operates to provide communication with mobile units located within the limited geographic coverage area of the base station. With the initial deployment of the CDMA system, the CDMA system must work in areas currently covered by AMPS or TDMA systems where the two systems overlap. The AMPS and TDMA base station locations and corresponding coverage areas may be separate and distinct from the CDMA base stations and coverage areas. Likewise, within a particular technology system (AMPS, CDMA, or TDMA), there are generally two competing service providers within a given area typically referred to as the A and B carriers. These service providers often

choose different base station locations from their competitor. In each of these situations, a mobile unit communicating using a first carrier or technology, might be far away from the base station with which it is in communication while being close to another base station with which it does not communicate. In such a situation, the desired receive signal is weak in the presence of strong multi-tone interference which can cause problems for a mobile unit.

The multi-tone interference encountered by the mobile unit from the narrowband AMPS or TDMA signals can create distortion within the mobile unit. If the distortion products produce spurs that fall in the CDMA band used by the mobile unit, receiver and demodulator performance can be degraded.

Third-order distortion products occur when two tones are injected in a receiver. For example, if one tone at frequency f_1 at power level P_1 and a second tone at frequency f_2 is injected into a receiver, third-order distortion products are created at frequencies $2f_1 - f_2$ and $2f_2 - f_1$ at power levels P_{12} and P_{21} respectively. For example within the cellular band, suppose that CDMA operation is designated from 880 MegaHertz (MHz) to 881.25 MHz. Also suppose that an AMP system operates to provide an FM signal at 881.5 MHz and a second FM signal at 882 MHz. Note that a spurious third order product occurs at $2 \times 881.5 - 882 = 881$ MHz which is directly within the CDMA band.

The power level of the created spurious third order product depends upon the power levels of the two signals which create it and the intermodulation performance of the mobile unit. The amount of distortion generated by the spurious third order product depends on the ratio of the total CDMA power to the total spurious third order product power. Two different means of limiting the distortion caused by the third order products are evident: limit the spurious third order products created by the mobile unit or increase the level of the CDMA signal in relation to the created third order products. Increasing the intermodulation performance of the mobile unit increase the price and power consumption of the mobile unit which is, of course, highly undesirable. A more elegant solution is to increase the CDMA signal level in proximity to the offending base stations.

One method of increasing the signal level of a signal in a given geographic region without providing additional signal generation means is to provide a repeater. A repeater is a device for receiving either one-way or two-way communications signals and delivering corresponding signals which are amplified, reshaped or both. A repeater is used to extend the

length, topology or, interconnectivity of the physical medium beyond that imposed by a single segment. A repeater typically receives a signal created by a first usually distant communication unit and retransmits the signal to a second usually distant communication unit where the signal is processed.

5 One major problem with repeaters is that they tend to be unstable. A repeater can be unstable if it provides large gains to the repeated signal. If the transmitted signal feeds back into the receive portion of the repeater and the repeater can oscillate. If the repeater oscillates it ceases to provide the repeated signal and actually harms the system by providing spurious signals.

10

SUMMARY OF THE INVENTION

The present invention is a method and apparatus for providing a reliable repeater for use in a code division multiple access (CDMA) system.

15 The present invention can provide high gain to the repeated signal without the risk of oscillation

The present invention is a time division duplex (TDD) repeater for use in a CDMA system. In a CDMA system high speed pseudonoise (PN) codes are used to modulate information symbols having a first symbol rate. At the

20 CDMA receiver, the incoming signal is demodulated using the same high speed PN codes used to modulate the information signal at the base station. The demodulation process involves multiplying on a chip by chip basis the incoming signal with the series of PN chips in the high speed PN code. During each symbol, the energy is accumulated over the period of the symbol.

25 The repeater of the present invention provides a high gain to the RF signal while being immune from oscillation. The repeater operates by cascading a switch, a delay device (such as a standing acoustic wave (SAW) filter), and a series of amplifiers. The switch switches on and off at a rate higher than the symbol rate. The delay device provides a delay equal to

30 approximately one half the duration of the switching period. The delay device acts as an analog storage device to store the signal for latter transmission. The amplifier amplifies the delayed signal output from the delay device. The switch is open and no signal is being received while the repeater is transmitting the delayed signal thus eliminating the need to

35 provide a great amount of isolation between the transmit and receive antennas. Thus the repeater works in a time division duplex manner by periodically alternating transmission and reception.

At the receiver, the repeater's switched signal is demodulated in the usual manner. The signal to noise ratio is reduce by a factor of approximately

40 3 dB compared to the signal to noise ratio of a signal received at the same

signal power which is received as a continuous signal of the same power level. But the signal is received at a much higher level than it would have been if the repeater had not been used.

Note that there is no need to synchronize the switching at the repeater to the PN codes or symbol boundaries. If it is necessary to cascade a series of such repeaters, the repeaters can be cascade without synchronizing the switching. To cascade two repeaters, the second repeater simply switches at higher or lower the rate of the first switch. Thus if the first TDD repeater operates at twenty times the symbol rate, the second TDD repeater may operate at ten times the symbol rate.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

FIG. 1 represents an exemplary cellular coverage area structure;
FIG. 2 represents an exemplary cellular coverage area structure including a base station operating in an alternative technology;
FIG. 3 is a block diagram representation of a TDD repeater according to the present invention;
FIG. 4 is a block diagram representation of a bi-directional TDD repeater comprising gain balancing circuitry;
FIG. 5 is a timing diagram illustrating the TDD operation; and
FIG. 6 shows a cascaded repeater configuration.

DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

FIG. 1 illustrates an exemplary base station coverage area structure. In such an exemplary structure, hexagonal base station coverage areas abut one another in a symmetrically tiled arrangement. Each mobile unit is located within the coverage area of one of the base stations. For example, mobile unit 10 is located within the coverage area of base station 20. In a code division multiple access (CDMA) cellular, wireless local loop, or personal communication telephone system, a common frequency band is used for communication with all base stations in a system thereby allowing simultaneous communication between a mobile unit and more than one base station. Mobile unit 10 is located very close to base station 20 and therefore receives a strong signal from base station 20 and relatively weak signals from surrounding base stations. However mobile unit 30 is located in the coverage area of base station 40 but is close to the coverage area of base stations 100 and 110. Mobile unit 30 receives a relatively weak signal from base station 40 and similarly sized signals from base stations 100 and 110. If

each of base stations 40, 100, and 110 is capable of CDMA operation, mobile unit 30 might be in soft handoff with base stations 40, 100, and 110.

In this discussion the term "mobile unit" is used to refer generally to the remote subscriber station for the purposes of this description. Note, however, that the mobile unit may be fixed in location. The mobile unit may be part of a multiple user concentrated subscriber system. The mobile unit may be used to carry voice, data, or a combination of signal types. The term "mobile unit" is a term of art and is not meant to limit the scope or function of the unit.

The exemplary base station coverage area structures illustrated in FIG. 1 and FIG. 2 are highly idealized. In the actual cellular or personal communication environment, base station coverage areas may vary in size and in shape. Base station coverage areas may tend to overlap with coverage area boundaries defining coverage area shapes different from the ideal hexagon shape. Furthermore, base stations may also be sectorized such as into three sectors, as is well known in the art.

Base station 60 of FIG. 1 represents an idealized three sectorized base station. Base station 60 has three sectors, each of which covers more than 120 degrees of the base station coverage area. Sector 50, having a coverage area indicated by the unbroken lines 55, overlaps the coverage area of sector 70, having a coverage area indicated by the coarse dashed lines 75. Sector 50 also overlaps the sector 80, having a coverage area as indicated by the fine dashed lines 85. For example, location 90 as indicated by the X is located in both the coverage area of sector 50 and sector 70.

In general a base station is sectorized to reduce the total interference power to and from mobile units located within the coverage area of the base station while increasing the number of mobile units that can communicate through the base station. For example, sector 80 would not transmit a signal intended for a mobile unit at location 90 and thus no mobile unit located in sector 80 is significantly interfered with by the communication of a mobile unit at location 90 with base station 60. For a mobile unit positioned at location 90, the total interference has contributions from sectors 50 and 70 and from base stations 20 and 120. A mobile unit at location 90 may simultaneously be in soft handoff with base stations 20 and 120 and sectors 50 and 70.

Although many uses are envisioned for the present invention, FIG. 2 represents one situation in which the present invention provides significant benefit. In FIG. 2, suppose that base stations 40, 100, and 110 provide communication signals using CDMA signals. Also suppose that a second

carrier operates AMPS base stations in the same geographic area - for example, base station 115 having a realistically irregular coverage area as shown in FIG. 2. Note the signal conditions under which mobile unit 30 must operate. As noted above, mobile unit 30 receives a relatively weak signal from base station 40 and similarly sized signals from base stations 100 and 110. Mobile unit 30 is in very close proximity to base station 115 and therefore receives a significant amount of interference energy. Base stations 40, 100, and 110 provide communication signals using CDMA signals in a first frequency band and AMPS base station 115 provides signals in a neighboring band.

In real situations of this type, mobile unit 30 might be receiving a total CDMA energy level on the order of -80 dBm while simultaneously receiving 20 different AMP signals from base station 115 each having a power of -20 dBm thus totaling -7 dBm of interference power. The difference between the CDMA signal power of -80 dBm and the total AMP signal energy of -7 dBm is 73 dBm or a ratio of about 20 million to one. Even though the AMP signals are offset in frequency from the CDMA signals, a large amount of isolation is needed in order that the AMP signals not cause interference with the CDMA operation.

The most damaging effect in this situation is the effect of the intermodulation performance of the mobile unit. Typically the AMPS signals are narrow band FM signals spaced at 210 kHz apart in the frequency band adjacent to the CDMA operation band. In the exemplary embodiment, the CDMA signal is spread at a PN chip rate of 1.25 MHz resulting in a signal having a 1.25 MHz bandwidth. Thus, in this situation some of the intermodulation products created within the mobile unit are very likely to fall into the CDMA band with a significant signal level in comparison to the energy level of the CDMA signal.

Building a mobile unit does not create intermodulation products at these high signal levels is impractical. Typically such high immunity intermodulation performance is not needed. For example, if base stations 40, 100, and 110 provide AMPS communication capabilities, the CDMA signal levels increase and decrease in the same manner as the AMPS signal levels as mobile unit moves toward and away from the base station thus the ratio of any intermodulation products to the CDMA signal level is not likely to be significant. Thus the high immunity intermodulation performance is only necessary in the case as shown with mobile unit 30 and base station 115 in FIG. 2. To increase the intermodulation performance of a mobile unit requires that the mobile unit provides a high degree of linearity

in the presence of large RF signal levels in the first amplification stages of the receive chain where the undesired signals have not been filtered. However, linearity can only be provided in these stages at the cost of higher power consumption which adversely effects the battery life of the phone at
5 all times to compensate for the relatively rare situation shown in FIG. 2.

Thus it is desirable to find a method of alleviating the degrading situation created in FIG. 2 without modifying the performance of the mobile unit significantly. One way to alleviate the situation in FIG. 2 is to increase the signal level of the CDMA signal in the region located in close proximity
10 to base station 115. The carrier operating the CDMA system in most situations does not have access to the AMPS carrier's base station 115 making it difficult to co-locate an additional CDMA operation base station with base station 115.

One method of increasing signal level in a region without the
15 addition of an entirely new base station is to use a signal repeater. A signal repeater is used to extend the coverage area or modify the topology beyond that of a single antenna. Repeaters perform basic signal process such as restoration of signal amplitude, waveform shape or timing. In this case, the most basic repeater embodiment simply receives, amplifies and retransmits
20 the signal. The repeater is typically installed in proximity to the area in which increased coverage is desired. For example, the repeater could be installed on a neighboring building to base station 115. The repeater has general use in coverage holes such as in the 'shadow' of a large building or in a freeway tunnel. Obviously, a highly desirable characteristic of a repeater
25 is that it is easy to install and requires only a power connection to operate. One of the difficult design issues with a repeater which provide significant gain is to prevent positive feedback of the transmitted signal into the receive input of the repeater. If the transmit signal feeds back into the receive input of the repeater, the repeater can oscillate. Therefore a typical repeater must
30 be carefully designed to provide a significant amount of isolation between the transmit and receive ports. If, as in the preferred embodiment of the present invention, the signals are transmitted and received as RF signals through antennas, the isolation is a large function of the placement of the transmit and receive antennas. The present invention avoids the problem
35 of repeater oscillation and alleviates the need for careful installation of receive and transmit antennas.

The time divisions duplex (TDD) repeater of the present invention takes advantage of the pseudo-noise (PN) modulation used in the CDMA system by receiving the signal, delaying and thus storing the signal, and

retransmitting the signal. The steps of transmitting and receiving are performed mutually exclusively such that the repeater is not receiving during those times in which it is transmitting.

In the exemplary embodiment of the present invention, a CDMA
5 signal is created at a transmitting station, i.e. a base station or mobile unit, from a 9.6 kilobits per second (kbps) data stream. First the data bits are convolutionally encoded at rate 1/2 to produce a 19.2 kilosymbol per second (ksps) data stream. The 19.2 ksps data stream is block interleaved and scrambled by a long PN code mask running also at 19.2 ksps. The
10 resultant 19.2 ksps scrambled data stream is further modulated with a Walsh function having a 1.2288 megachip per second (Mcps) rate. The 1.2288 Mcps Walsh modulated sequence is quadrature modulated by a pair of I and Q 1.2288 Mcps PN pilot sequences for transmission.

At a CDMA receiver, the incoming signal is demodulated using the
15 same pair of I and Q 1.2288 Mcps PN pilot sequences and the same Walsh sequence used to modulate the information signal at the transmitter. The demodulation process involves multiplying on a chip by chip basis the incoming signal with same pair of I and Q 1.2288 Mcps PN pilot sequences and the same Walsh sequence. The despread data stream is then
20 unscrambled using the same long PN code mask. The chip energies are accumulated over the period of a symbol to produce an aggregate symbol energy.

The present invention takes advantage of the energy accumulation over the duration of a symbol. Note that energy is accumulated over the
25 entire duration of a symbol. Thus if the signal fades during only a portion of the symbol duration, very little energy is accumulated during the fade but sufficient energy can be accumulated during the remainder of the symbol duration to provide reliable decoding. The present invention takes advantage of the fact that the accumulation process does not require that the
30 signal be continuously present in order to yield usable accumulation results.

In the exemplary embodiment of the present invention, the symbol rate is 19.2 ksps which is equivalent to a symbol duration of approximately 52 microseconds ($\mu\text{sec.}$) Thus in the preferred embodiment, the switching rate is on the order of 10 times faster than the symbol rate. As seen below
35 the corresponding delay is ideally one half of the switching rate. For example, the preferred embodiment might have a 3 $\mu\text{sec.}$ switching rate and a 1.5 $\mu\text{sec.}$ delay. The major factor in choosing the switching rate is the symbol rate. The switching rate needs to be some what faster than the

symbol rate so that entire symbols are not lost due to the switching process. However, several other factors influence the selection of the switching rate.

Another factor in choosing the switching rate is that the faster the switching rate, the higher the intermodulation products produced within the switched CDMA waveform. The CDMA waveform spectrum resembles
5 band-limited white noise. When the CDMA waveform is modulated on and off, sidebands are created in the adjacent bands. In other words, the faster the switching rate, the higher the energy levels of the created sidebands.

10 Another consideration is the realizable delay values available. SAW filters can provide RF delay on the order of several hundred nanoseconds to tens of microseconds at the cellular frequencies. SAW filters are excellent to use in this type of application due to the fact that they provide delay with flat group delay meaning that all frequencies which pass through the SAW are
15 delayed by approximately the same amount. Also the filtering effect of a SAW device can be used to filter out frequencies which need not be amplified by the repeater such as those frequencies corresponding to the AMPS transmission in the preferred embodiment.

Many different methods may be used to delay the signal. For example,
20 the signal may be analog to digital converted, delayed by a digital delay element, and digital to analog converted. In such a case the amount of delay in the digital delay device could be varied over time thus freeing the TDD operation from a periodic switching mechanism for maximum efficiency. The delay could be tuned to match the duration of the current switching
25 period.

FIG. 3 shows a simple block diagram of the present invention. Antenna 150 receives the RF signal. Switch 152 passes the signal when closed and blocks the signal when open. Amplifier 154 provides amplification to the switched signal. Typically SAW filters cause a large
30 amount of attenuation to the signals which they pass. The switching operation itself inherently decreases the signal to noise ratio of the resulting signal. It is important however to limit the amount of degradation caused by the repeater. By inserting some amount of amplification before the SAW filter and raising the signal levels far above the noise floor, the effects of the
35 attenuation loss on the signal to noise ratio can be minimized. In some cases it may be advantageous to add delay even in front of switch 152. Delay device 156 provides a delay on the order of one half of the switching period of switch 152. As noted above, the delay device operates to store the received

signal for later transmission. Amplifier 158 amplifies the delayed and switched output of delay device 156 for transmission by antenna 160.

FIG. 5 shows in time the operation of the TDD repeater. Time line 200 shows the state of the TDD repeater - either transmitting or receiving. Theoretically, the operation of the TDD repeater could have precisely a 50% duty cycle as shown in time line 200. For practical reasons including variation in the exact delay time of the delay device, the duty cycle ratio of transmission time to total time may be somewhat less than 50%. Time line 202 shows the received signal illustratively divided into time segments each having a length equal to the delay induced by the delay device. The time segments are numerically labeled and time line 204 shows the corresponding output of the delay device. Note that the switch which couples the delay device to the antenna is only closed during the receive process. Therefore only those segments which are labeled with odd numbers actually contain data signals. Likewise, note that at the output of the delay device only those time segments corresponding to odd numbers are aligned with the transmission indications on time line 200. Thus only those time segments corresponding to odd numbers are transmitted by the TDD repeater. The signal energy corresponding to the even time segments is lost due to the TDD nature of the repeater.

In the illustrative embodiment detailed herein, the TDD repeater is used to repeat signals for use in a mobile communication environment. In the mobile communication environment, communication is bi-directional between a base station and a mobile unit. In the exemplary CDMA system detailed above, each mobile unit estimates the path loss of the forward link based on the total power at the input to the mobile unit. From the estimate of the average forward link path loss, the mobile unit sets the transmit level of the reverse link signal. Thus the power transmitted by the mobile unit is proportional to the power received by the mobile unit. Therefore if a repeater is to be used in this type of a cellular system, it must operate bi-directionally with balanced gain. That is to say that the repeater must repeat the forward link signal and the reverse link signal and that the gain the repeater inserts in the forward link including the effect of the switching, it must also insert in the reverse link lest the power control mechanism become imbalanced.

FIG. 4 illustrates a repeater having bi-direction operation. In FIG. 4 the forward link frequencies are received through antenna 150 and transmitted by antenna 160. The reverse link signal from the mobile units to the base station are received on antenna 170, switched by switch 172,

delayed by delay device 176, amplified by amplifiers 162 and 178, and transmitted by antenna 180. Note that if delay device 176 is implemented using a SAW filter, it should be tuned to the reverse link frequency band while delay device 156 should be tuned to the forward link frequency band.

5 There is no need to synchronize the switching of the forward and reverse link sections of the repeater so long as there is sufficient frequency isolation within the repeater such that transmission in one direction does not cause oscillation during reception in the opposite direction. It is not even necessary that the two directions use the same switching frequency.

10 As noted above, for power control to operate optimally, the repeater must be balanced to produce the same gain on both the forward and reverse links. The repeater is typically deployed in an outdoor environment where it is subjected to a wide variety of environmental changes such as temperature which may cause a repeater which was initially in balance to
15 become out of balance. Therefore it may be advantageous to include within the repeater a mechanism for automatically adjusting the relative gain of the reverse link with respect to the gain on the forward link.

During normal operation in the exemplary CDMA system, in addition to the so called "open loop" power control performed by the mobile
20 unit as it bases its transmit power on the receive power it perceives, each mobile unit's transmit power is also controlled by one or more base stations in a closed loop operation. Each base station with which the mobile unit is in communication measures the received signal strength from the mobile unit. The measured signal strength is compared to a desired signal strength
25 level for that particular mobile unit at that base station. A power adjustment command is generated by each base station and sent to the mobile unit on the forward link. In response to the base station power adjustment commands, the mobile unit integrates the power adjustment commands to create a gain control signal typically referred to as a transmit
30 gain adjustment signal. The mobile unit increases or decreases its transmit power by a predetermined amount based on the value of the transmit gain adjustment signal. Note that the transmit gain adjustment signal is indicative of the balance between the forward and reverse link signals at the site at which the mobile unit is located.

35 The transmit gain adjustment signal can be used to maintain balance within a TDD repeater of the present invention. FIG. 4 shows one such embodiment in which mobile unit 166 is included as part of the TDD repeater. Either continually or intermittently, mobile unit 166 participates in an active call with the base stations whose signals it is repeating. Mobile

unit 166 receives on antenna 168 repeated forward link signal 164 from antenna 160 and transmits reverse link signal 182 on antenna 168 to antenna 170. Mobile unit 166 bases the power level of reverse link signal 182 on the level of repeated forward link signal 164 including the effects of switching.

Just like every other mobile unit in the system, mobile unit 166 uses both open and closed loop power control as described in the above mentioned U.S. Patent No.'s 5,056,109 and 5,265,199 and as described in EIA/TIA/IS-95 document entitled "Mobile Station - Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System." Mobile unit 166 bases the power level of its transmit signal on power control adjustment commands received from the base station by creation of the transmit gain adjust signal. If the two links are balanced, the value of transmit gain adjust indicates that very little adjustment is needed to the open loop estimation and the transmit gain adjust value is fairly small.

If the two links become imbalanced, the transmit gain adjust signal begins to indicate the degree and polarity of the imbalance. If the forward link has more gain than the reverse link, the transmit gain adjust signal indicates that the mobile unit needs to increase it's reverse link signal. If the forward link has less gain than the reverse link, then the transmit gain adjust signal indicates that the mobile unit needs to decrease it's reverse link signal. Note that the value of the transmit gain adjust signal is directly proportional to the degree of imbalance between the forward and reverse link repeater performance. Thus the performance of the TDD repeater can be balanced by use to the transmit gain adjust signal. FIG. 4 shows one such implementation. The bi-directional TDD repeater has been calibrated with mobile unit 166 including the relative positioning of antennas 160, 168, and 170 such that when the value of transmit gain adjust signal is applied to variable amplifier 162, the two links are balanced.

There are many variations to the configuration in FIG. 4 such as antenna 150 and antenna 180 might be the same antenna with optional duplexer 184 used to couple energy at the receive frequencies to switch 152 and at the transmit frequencies from amplifier 178. Likewise antenna 160 and antenna 170 might also be the same antenna. Antenna 150 and antenna 180 may be highly directional antennas directed toward the source of the forward link signal and the destination of the reverse link signal respectively. The directivity of the antenna can be used to prevent the TDD repeater from amplifying unwanted signals from other base stations. In

some cases it may be possible to implement the apparatus of FIG. 4 using a single antenna.

It also may be advantageous to have some distance between the antenna coupled to the base station and the antenna coupled to the mobile units. For example if the repeater is used to raise the signal level in a region blocked from the signal source by a large obstacle, the antenna coupled with the base station may be positioned on the same side of the obstacle as the base station while the antenna coupled to the mobile units may be positioned on the far side of the obstacle where the coverage area hole is located.

The TDD repeater of the present invention may be easily cascaded. For example if one TDD repeater is used to amplify a signal in a tunnel environment and a second repeater is required to extend the range, a second TDD repeater may receive and amplify the signal from the first repeater and may provide a signal to be received and amplified by the first repeater. For example, FIG. 6 shows a cascaded repeater configuration. TDD repeater 252 receives signals from base station 250 and retransmits them to TDD repeater 254. TDD repeater 254 retransmits the signal to mobile unit 256. Likewise, TDD repeater 254 receives a signal from mobile unit 256 and retransmits it to TDD repeater 252. TDD repeater 252 retransmits the signal to base station 250. If the same switching frequency were used, the two cascaded repeaters would have to be synchronized taking into account any delay effects between the two units. The synchronization process would be difficult and would have to be operated in a time locked fashion to take into account timing drifts.

However, synchronization is not required to cascade the two TDD repeaters. To cascade two repeaters, the second repeater simply switches at a higher or lower rate of the first switch. For example, if the first TDD repeater operates at twenty times the symbol rate, the second TDD repeater may operate at ten times the symbol rate. The output of the second cascaded repeater is a subset of the output of the first cascaded repeater. As explained above in the example of FIG. 5 only the odd number time segments are transmitted from the first repeater. A second cascaded repeater would transmit only half the energy of the odd numbered time segments. There is no need to synchronize the switching edges of the two cascaded repeaters. Again the forward and reverse links need not be synchronized or even operate at the same switching frequency. The two cascaded sections result in a signal that is degraded by at least 6 dB compared to the signal to noise ratio

of a signal received at the same signal power which is received as a continuous signal of the same power level.

FIG. 5 also shows in time the operation of a second cascade TDD repeater operating at a switching rate of one half the first TDD repeater.

- 5 Time line 206 shows the state of the second TDD repeater - either transmitting or receiving. As noted above, the timing of the first and second repeaters need not be aligned to one another. For ease of illustration, the timing of the two TDD repeaters is synchronized and the transmission path delay between the first and the second repeater is assumed to be negligible.
- 10 Time line 208 shows the received signal of the second receiver illustratively divided into time segments each having a length equal to the delay induced by the delay device of the first repeater and aligned with reference to the output of the first TDD delay device. Time line 210 shows the corresponding output of the delay device. The delay device in the second TDD repeater is
- 15 twice that of the delay of the first TDD repeater. Note that only those segments which are labeled with odd numbers actually contain data signals due to the TDD nature of the first repeater. Likewise, note that at the output of the delay device only those time segments corresponding to every other odd number (i.e., 1, 5, 9, 13, 17) are aligned with the transmission indications
- 20 on time line 206. The signal energy corresponding to the remaining odd time segments (i.e., 3, 7, 11, 15) is lost due to the TDD nature of the second repeater.

- The preferred embodiment is disclosed with reference to a PN spread spectrum system. Obviously the present invention may be used in other
- 25 systems such frequency hopped systems. The TDD repeater in a frequency hopped system may be configured such that the delay of the TDD repeater is equal to the frequency dwelling duration at each frequency. Thus every other frequency's energy is repeated by the TDD repeater.

- The previous description of the preferred embodiments is provided to
- 30 enable any person skilled in the art to make or use the present invention. The various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without the use of the inventive faculty. Thus, the present invention is not intended to be limited to the
- 35 embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

WE CLAIM:

CLAIMS

1. A method of amplifying a spread spectrum signal, said spread
2 spectrum signal comprised of a series of code symbol, said method
comprising the steps of:
4 receiving during a first interval said spread spectrum signal;
amplifying said received spread spectrum signal;
6 delaying said amplified received spread spectrum signal by a
predetermined amount; and
8 transmitting during a second interval said delayed amplified received
spread spectrum signal;
10 wherein said step of receiving and said step of transmitting are
mutually exclusive events.
2. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 1
2 wherein each symbol of said series of code symbols is one symbol duration
in length and wherein said predetermined delay is smaller than said symbol
4 duration.
3. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 1
2 wherein said steps of receiving and transmitting are periodic with a period
equal to approximately twice said predetermined amount of delay.
4. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 1
2 wherein said step of delaying is accomplished using a standing acoustic
wave (SAW) filter.
5. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 1
2 wherein said steps of receiving, amplifying, delaying, and transmitting are
performed at a first location remote from a source supplying said spread
4 spectrum signal, further comprising the steps of:
receiving during a third interval at a second location said transmitted
6 spread spectrum signal;
amplifying at said second location said received spread spectrum
8 signal;
delaying at said second location said amplified received spread
10 spectrum signal by a second predetermined amount; and

transmitting at said second location during a fourth interval said
12 delayed amplified received spread spectrum signal;

wherein said step of receiving and said step of transmitting at said
14 second location are mutually exclusive events.

6. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 5
2 wherein said steps of receiving and transmitting at said second location are
periodic with a period equal to approximately twice said second
4 predetermined amount of delay and wherein said second predetermined
amount of delay is at least twice as long as said predetermined amount of
6 delay.

7. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 5
2 wherein said steps of receiving and transmitting at said second location are
periodic with a period equal to approximately twice said second
4 predetermined amount of delay and wherein said second predetermined
amount of delay is less than half as long as said predetermined amount of
6 delay.

8. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 5
2 wherein said step of delaying at said second location is performed by passing
said received spread spectrum signal through a standing acoustic wave
4 (SAW) filter tuned to a center frequency of said spread spectrum signal.

9. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 1
2 further comprising the steps of:
receiving during a third interval a second spread spectrum signal;
4 amplifying said second received spread spectrum signal;
delaying said second amplified received spread spectrum signal by a
6 second predetermined amount; and
transmitting during a fourth interval said second delayed amplified
8 received spread spectrum signal.

10. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 9
2 wherein said first interval and said third interval overlap in time.

11. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 9
2 wherein said first interval and said third interval correspond to the same
time interval.

12. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 9
2 wherein said first interval and said fourth interval overlap in time.

13. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 9
2 wherein said first interval and said fourth interval correspond to the same
time interval.

14. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 9
2 wherein said second predetermined amount is the same as said
predetermined amount.

15. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 9
2 wherein said second predetermined amount is different from said
predetermined amount.

16. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 9
2 further comprising the steps of:
detecting a gain of said transmitted spread spectrum signal; and
4 adjusting the gain in said step of amplifying said second received
spread spectrum signal based on said detected gain.

17. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 9
2 further comprising the steps of:
transmitting a reverse link communication signal within said second
4 spread spectrum signal;
receiving and demodulating a forward link communication signal
6 within said spread spectrum signal to determine a gain adjustment signal
contained therein; and
8 adjusting the gain in said step of amplifying said second received
spread spectrum signal according to said gain adjustment signal.

18. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 1
2 wherein said series of code symbols is modulated with a pseudonoise (PN)
sequence.

19. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 1
2 wherein said series of code symbols is frequency hopped over time.

20. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 1
2 wherein said step of delaying further comprising the steps of:
converting said amplified received spread spectrum signal to a digital
4 signal;
delaying said converted signal using a digital storage device; and
6 converting said delayed converted signal into an analog signal.

21. The method of amplifying a spread spectrum signal of claim 20
2 wherein said predetermined amount varies over time.

22. An apparatus for amplifying a spread spectrum signal
2 comprising:
means for receiving intermittently said spread spectrum signal;
4 means for amplifying said received spread spectrum signal;
means for delaying said amplified received spread spectrum signal by
6 a predetermined amount; and
means for transmitting intermittently said delayed amplified received
8 spread spectrum signal;
wherein said means for receiving intermittently and said means for
10 transmitting intermittently are operate mutually exclusively such said
delayed amplified received spread spectrum signal is transmitted only or
12 said spread spectrum signal is received.

23. The apparatus for amplifying a spread spectrum signal of claim 22
2 further comprising:
means for receiving intermittently a second spread spectrum signal;
4 means for amplifying said second received spread spectrum signal;
means for delaying said second amplified received spread spectrum
6 signal by a second predetermined amount; and
means for transmitting intermittently said second delayed amplified
8 received spread spectrum signal.

24. The apparatus for amplifying a spread spectrum signal of claim 23
2 further comprising:
means for detecting a gain of said intermittently transmitted spread
4 spectrum signal; and
means for adjusting the gain in said step of amplifying said second
6 received spread spectrum signal based on said detected gain.

25. The apparatus for amplifying a spread spectrum signal of claim 23
2 further comprising:

4 means for transmitting a reverse link communication signal within
4 said second spread spectrum signal;

6 means for receiving and demodulating a forward link
6 communication signal within said spread spectrum signal to determine a
gain adjustment signal contained therein; and

8 means for adjusting the gain in said step of amplifying said second
received spread spectrum signal according to said gain adjustment signal.

26. A time division duplex repeater for amplifying a spread spectrum
2 signal comprising:

4 a first antenna receiving a forward link signal;

4 an amplifier coupled to said first antenna;

6 a delay device coupled in series with said first antenna and said
6 amplifier;

8 a second antenna coupled in series with said first antenna, said
8 amplifier and said delay device for providing a repeated forward link signal;
and

10 an isolation device coupled in series with said amplifier, said first and
second antennas, and said delay device for intermittently disrupting a
12 connection of said forward link signal to said delay device while said
repeated forward link signal is provided by said second antenna.

27. The time division duplex repeater for amplifying a spread
2 spectrum signal of claim 26 wherein said first and second antennas are the
same physical structure.

28. The time division duplex repeater for amplifying a spread
2 spectrum signal of claim 26 wherein said first antenna is a directional
antenna directed at a source of said forward link signal.

29. The time division duplex repeater for amplifying a spread
2 spectrum signal of claim 26 wherein said first antenna and said second
antenna are located some distance apart.

30. The time division duplex repeater for amplifying a spread
2 spectrum signal of claim 26 wherein said delay device is a standing acoustic
wave (SAW) filter.

2 31. The time division duplex repeater for amplifying a spread
spectrum signal of claim 26 wherein said delay device comprises:
an analog to digital converter;
4 a digital storage device coupled to an output of said analog to digital
converter; and
6 a digital to analog converter coupled to an output of said digital
storage device.

2 32. The time division duplex repeater for amplifying a spread
spectrum signal of claim 26 further comprising:
a third antenna receiving a reverse link signal;
4 a reverse link amplifier coupled to said third antenna;
a reverse link delay device coupled in series with said third antenna
6 and said reverse link amplifier;
a fourth antenna coupled in series with said third antenna, said
8 reverse link amplifier and said reverse link delay device for providing a
repeated reverse link signal; and
10 a reverse link isolation device coupled in series with said reverse link
amplifier, said third and fourth antennas, and said reverse link delay device
12 for intermittently disrupting a connection of said reverse link signal to said
reverse link delay device while said repeated reverse link signal is provided
14 by said fourth antenna.

2 33. The time division duplex repeater for amplifying a spread
spectrum signal of claim 32 wherein said first, second, third and fourth
antennas are the same physical structure.

2 34. The time division duplex repeater for amplifying a spread
spectrum signal of claim 32 wherein said third and fourth antennas are the
same physical structure.

2 35. The time division duplex repeater for amplifying a spread
spectrum signal of claim 32 wherein said first and third antennas are the
same physical structure.

2 36. The time division duplex repeater for amplifying a spread
spectrum signal of claim 32 wherein said first and third antennas are a single
directional antenna.

2 37. The time division duplex repeater for amplifying a spread
spectrum signal of claim 26 wherein said spread spectrum signal is
modulated with a pseudonoise (PN) spread sequence.

2 38. The time division duplex repeater for amplifying a spread
spectrum signal of claim 26 wherein said spread spectrum signal is frequency
hopped.

2 39. The time division duplex repeater for amplifying a spread
spectrum signal of claim 32 further comprising:

4 a variable gain amplifier in series with said reverse link isolation
device, said reverse link amplifier, said third and fourth antennas, and said
reverse link delay device and receiving a gain control signal; and

6 a mobile unit providing a first communication signal within said
reverse link signal and receiving a second communication signal from
8 within said repeated forward link signal, and providing said gain control
signal.

1/4

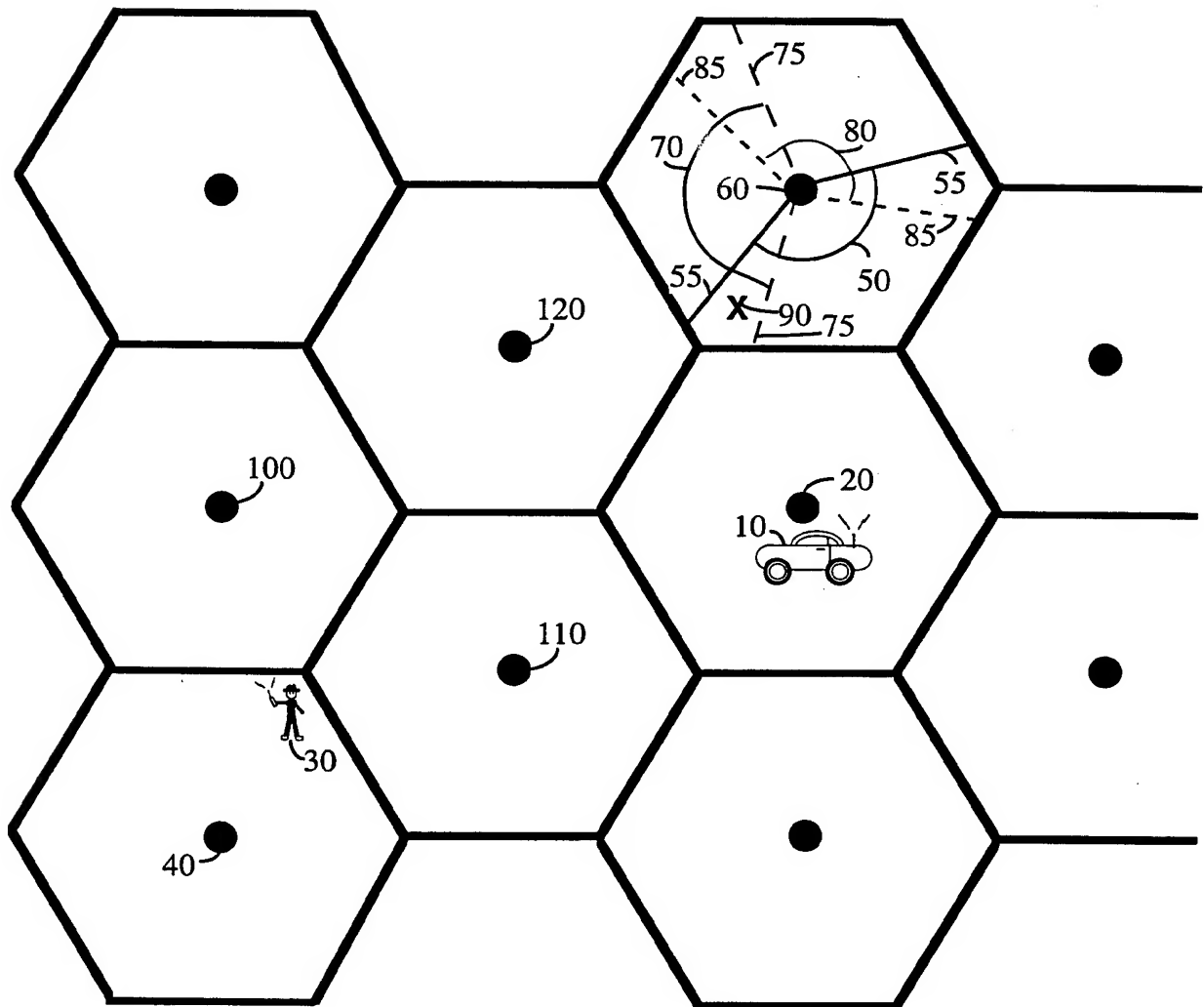


FIG. 1

2/4

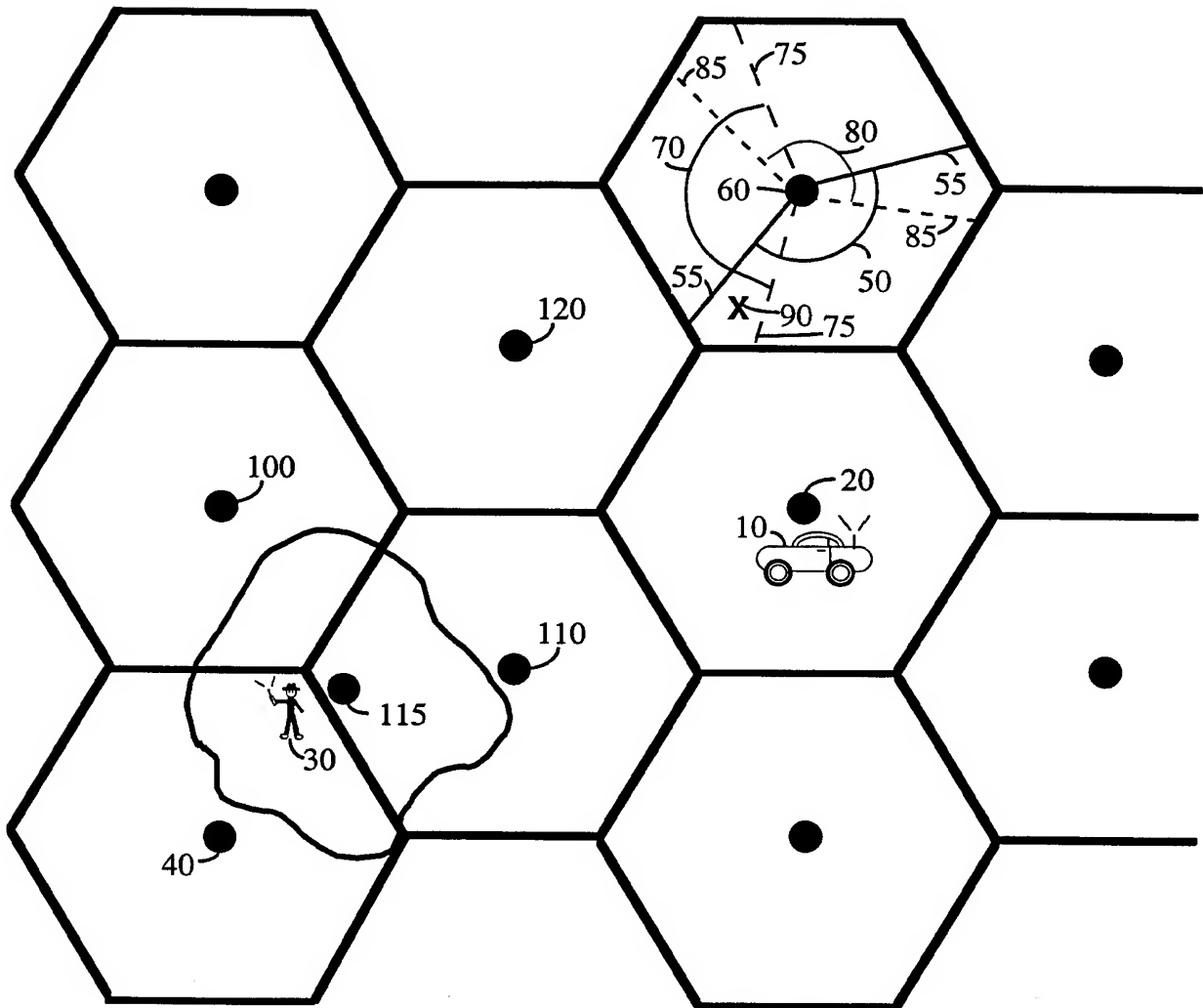


FIG. 2

3/4

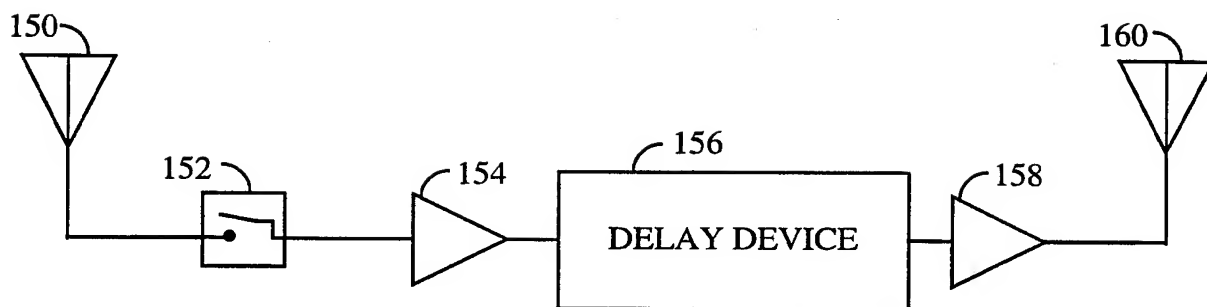


FIG. 3

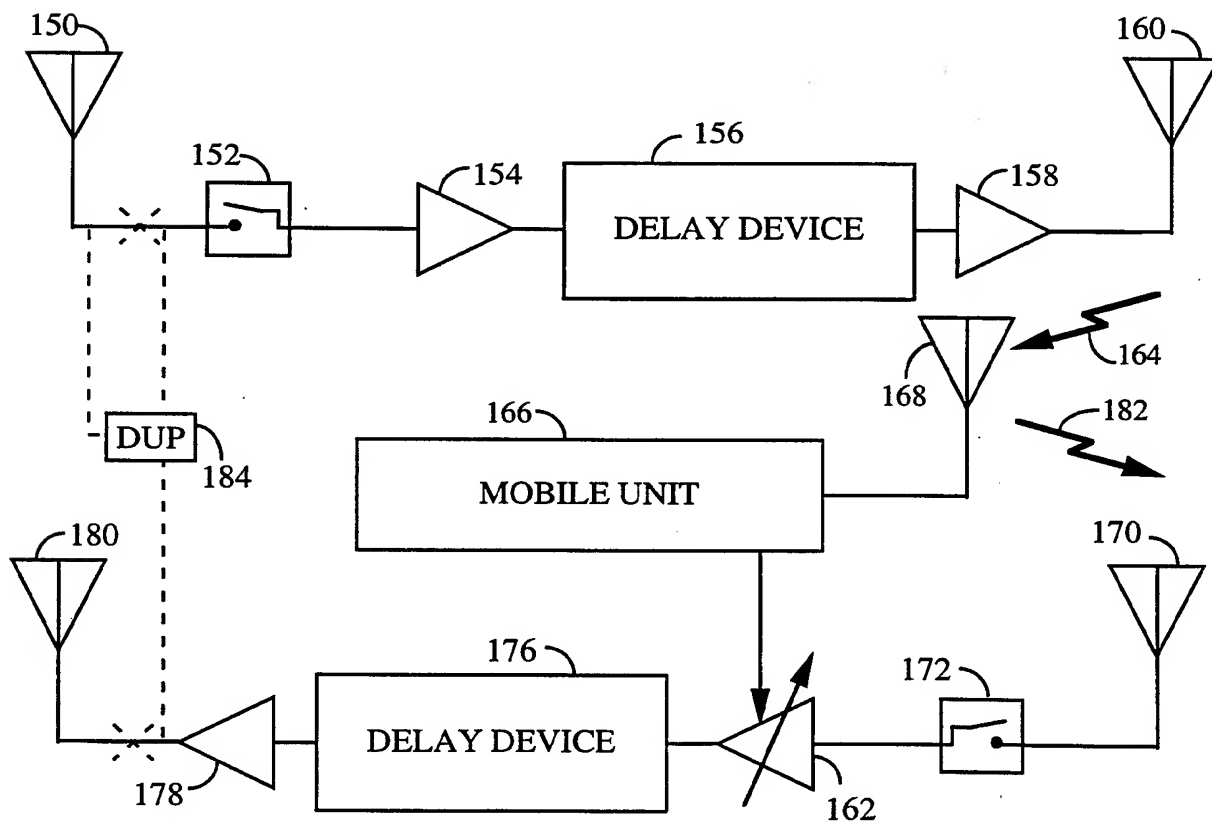


FIG. 4

4/4

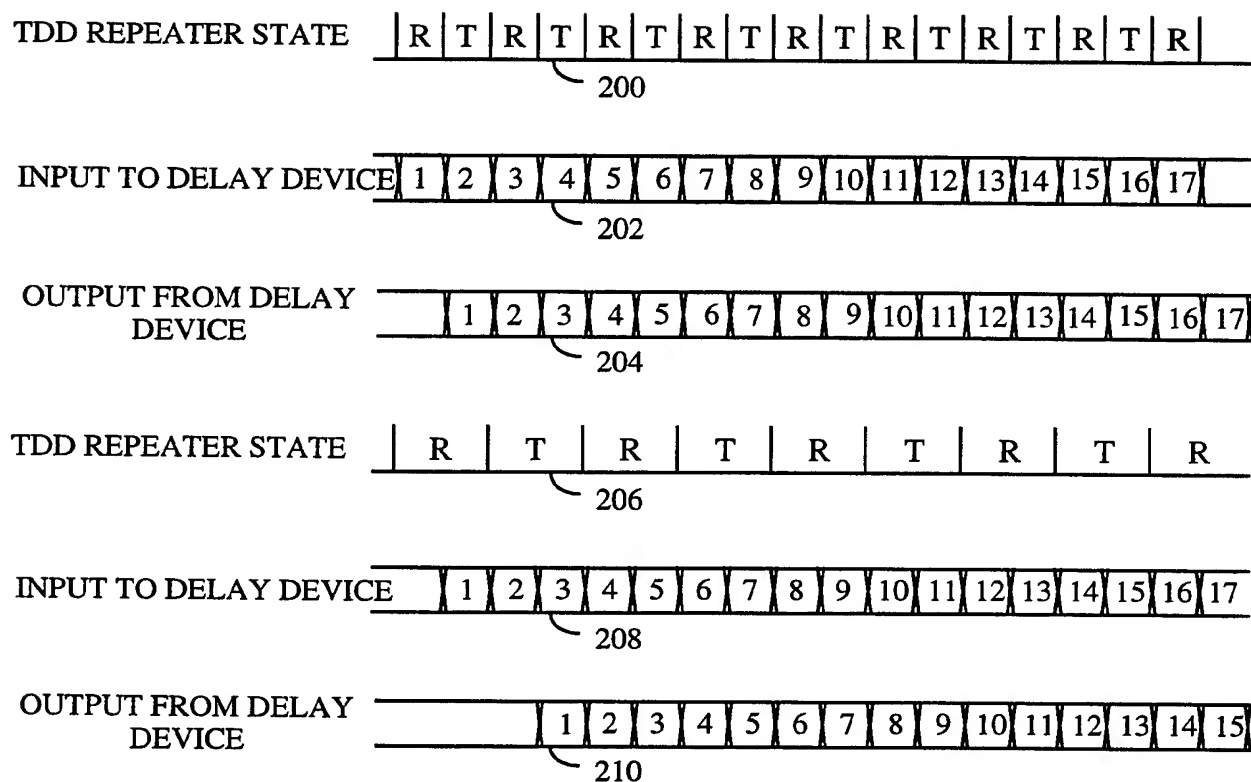


FIG. 5

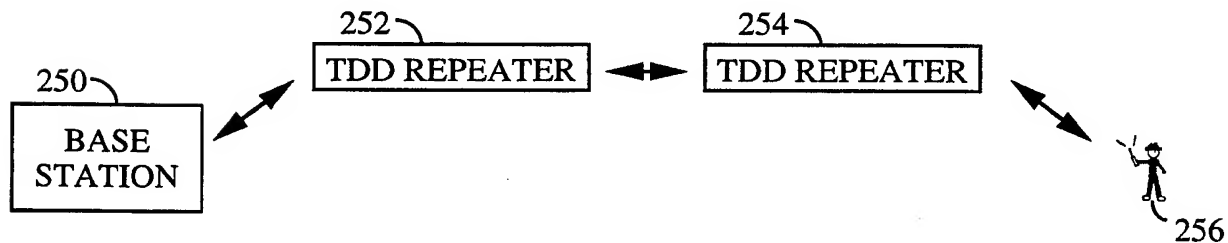


FIG. 6

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 B	7/15	H 0 4 B 7/15	Z
	7/26	H 0 4 J 3/08	A
H 0 4 J	3/08	H 0 4 L 5/16	
	13/00	H 0 4 B 7/26	A
H 0 4 L	5/16	H 0 4 J 13/00	A
		審査請求 未請求 予備審査請求 有	(全 37 頁)

(21)出願番号	特願平9-510554	(71)出願人	クッアルコム・インコーポレイテッド アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121、サン・ディエゴ、ラスク・ブル バード 6455
(86) (22)出願日	平成8年8月29日(1996.8.29)	(72)発明者	ウィーバー・ジュニア、リンゼイ・エー アメリカ合衆国、コロラド州 80303、ボ ールダー、チェリーベール・ロード 1162
(85)翻訳文提出日	平成10年2月27日(1998.2.27)	(72)発明者	ディーン、リチャード・エフ アメリカ合衆国、コロラド州 80303、ボ ウルダー、スポッテッド・ホース・トレイ ル 5278
(86)国際出願番号	P C T / U S 9 6 / 1 3 8 6 8	(74)代理人	弁理士 鈴江 武彦 (外4名)
(87)国際公開番号	W O 9 7 / 0 8 8 5 4		
(87)国際公開日	平成9年3月6日(1997.3.6)		
(31)優先権主張番号	0 8 / 5 2 2 , 4 6 9		
(32)優先日	平成7年8月31日(1995.8.31)		
(33)優先権主張国	米国 (U S)		

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 CDMAシステムで使用するための時分割デュプレックス中継器

(57)【要約】

疑似雑音（PN）シーケンスで変調された一連の符号シンボルから構成された拡散スペクトラム信号を中継する、時分割デュプレックス（TDD）の方法と装置。TDD中継器は拡散スペクトラム信号を与える信号源から離れた場所で拡散スペクトラム信号を間欠的に受信する。TDD中継器は受信した拡散スペクトラム信号を所定量だけ増幅し遅延させる。TDD中継器は、それが信号エネルギーを送信しているときは拡散スペクトラム信号を受信しないように、受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を間欠的に送信する。

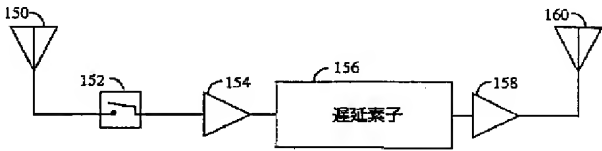


FIG. 3

【特許請求の範囲】

1. 一連の符号シンボルから構成された拡散スペクトラム信号を増幅する方法であって、

第一の時間間隔中に前記拡散スペクトラム信号を受信するステップと；

前記受信された拡散スペクトラム信号を増幅するステップと；

前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号を所定の量だけ遅延させるステップと；及び

第二の時間間隔中に前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を送信するステップと；を備え、

前記受信ステップと前記送信ステップは相互に排他的な事象である、ことを特徴とする拡散スペクトラム信号の増幅方法。

2. 前記一連の符号シンボルの各シンボルは長さにおいて1シンボル持続時間であり、前記所定の遅延は前記シンボル持続時間よりも小さいことを特徴とする、請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

3. 前記受信ステップと前記送信するステップは、前記所定の遅延量の約2倍の周期で周期的に実行されることを特徴とする、請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

4. 前記遅延させるステップは定在音波（SAW）フィルタを使用して実行されることを特徴とする、請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

5. 前記受信、増幅、遅延、および送信する各ステップは前記拡散スペクトラム信号を与える信号源から離れた第一の場所で実行される、拡散スペクトラム信号の増幅方法であって、さらに

第三の時間間隔の間に第二の場所で前記送信された拡散スペクトラム信号を受信するステップと；

前記第二の場所で前記受信された拡散スペクトラム信号を増幅するステップと；

前記第二の場所で前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号を第二の所定量だけ遅延させるステップと；及び

前記第二の場所で第四の時間間隔の間に前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を送信するステップとを含み、

前記第二の場所における前記受信するステップと前記送信するステップが相互に排他的な事象であることを特徴とする、請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

6. 前記第二の場所における前記受信するステップと前記送信するステップは、前記第二の所定の遅延量の約2倍に等しい周期で周期的に実行され、前記第二の所定の遅延量は前記所定の遅延量の少なくとも2倍であることを特徴とする、請求項5に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

7. 前記第二の場所における前記受信するステップと前記送信するステップは、前記第二の所定の遅延量の約2倍に等しい周期で周期的に実行され、前記第二の所定の遅延量が前記所定の遅延量の半分よりも短いことを特徴とする、請求項5に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

8. 前記第二の場所における前記遅延するステップが、前記受信された拡散スペクトラム信号を、前記拡散スペクトラム信号の中央周波数に調整された定在音波(SAW)フィルタを通すことによって実行されることを特徴とする、請求項5に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

9. 第三の時間間隔の間に第二の拡散スペクトラム信号を受信するステップと；

前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を増幅するステップと；

前記受信され増幅された第二の拡散スペクトラム信号を第二の所定量だけ遅延させるステップと；

第四の時間間隔の間に前記受信され増幅され遅延された第二の拡散スペクトラム信号を送信するステップとを含むことを特徴とする、請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

10. 前記第一の時間間隔と前記第三の時間間隔とが時間的に重複していることを特徴とする、請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

11. 前記第一の時間間隔と前記第三の時間間隔とが同じ時間間隔に対応していることを特徴とする、請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

12. 前記第一の時間間隔と前記第四の時間間隔とが時間的に重複していること

を特徴とする、請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

13. 前記第一の時間間隔と前記第四の時間間隔とが同じ時間間隔に対応していることを特徴とする、請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

14. 前記第二の所定量が前記所定量と同じであることを特徴とする、請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

15. 前記第二の所定量が前記所定量と異なっていることを特徴とする、請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

16. 前記送信された拡散スペクトラム信号のゲインを検出するステップと；

前記検出されたゲインに基づいて前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を増幅する前記ステップ内のゲインを調整するステップとを含むことを特徴とする、請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

17. 前記第二の拡散スペクトラム信号内の逆方向リンク通信信号を送信するステップと；

前記拡散スペクトラム信号内の順方向リンク通信信号を受信しおよび復調して、そこに含まれるゲイン調整信号を決定するステップと；

前記ゲイン調整信号に従って前記第二の受信された拡散スペクトラム信号を増幅する前記ステップ内のゲインを調整するステップとを含むことを特徴とする、

請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

18. 前記一連の符号シンボルが疑似雑音（PN）シーケンスで変調されることを特徴とする、請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

19. 前記一連の符号シンボルが時間上ホップされた周波数であることを特徴とする、請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

20. 前記遅延するステップが、

前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号をデジタル信号へ変換するステップと；

前記変換された信号を、デジタル記憶装置を使用して遅延させるステップ

と；

前記変換され遅延された信号をアナログ信号へ変換するステップとを含むこ

とを特徴とする、請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

21．前記所定量が時間上変化することを特徴とする、請求項20に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

22．拡散スペクトラム信号を増幅する装置であって、

前記拡散スペクトラム信号を間欠的に受信する手段と；

前記受信された拡散スペクトラム信号を増幅する手段と；

前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号を所定の量だけ遅延させる手段と；及び

前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を間欠的に送信する手段とを備え、

間欠的に受信する前記手段および間欠的に送信する前記手段が相互に排他的に動作して、前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号が送信されるだけであるか、前記拡散スペクトラム信号が受信される、ことを特徴とする拡散スペクトラム信号の増幅装置。

23．第二の拡散スペクトラム信号を間欠的に受信する手段と；

前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を増幅する手段と；

前記受信され増幅された第二の拡散スペクトラム信号を第二の所定量だけ遅延させる手段と；及び

前記受信され増幅され遅延された第二の拡散スペクトラム信号を間欠的に送信する手段とを備えたことを特徴とする、請求項22に記載の拡散スペクトラム信号の増幅装置。

24．前記間欠的に送信される拡散スペクトラム信号のゲインを検出する手段と；

前記検出されたゲインに基づいて前記第二の受信された拡散スペクトラム信号を増幅する前記ステップ内のゲインを調整する手段と、を備えたことを特徴とする、請求項23に記載の拡散スペクトラム信号の増幅装置。

25. 前記第二の拡散スペクトラム信号内の逆方向リンク通信信号を送信する手段と；

前記拡散スペクトラム信号内の順方向リンク通信信号を受信および復調して、

そこに含まれるゲイン調整信号を決定する手段と；及び

前記ゲイン調整信号に従って前記第二の受信された拡散スペクトラム信号を増幅する前記ステップ内のゲインを調整する手段とを備えたことを特徴とする、請求項23に記載の拡散スペクトラム信号の増幅装置。

26. 拡散スペクトラム信号を増幅する時分割デュプレックス中継器であって、
順方向リンク信号を受信する第一のアンテナと；

前記第一のアンテナに結合された増幅器と；

前記第一のアンテナおよび前記増幅器へ直列に結合された遅延装置と；

前記第一のアンテナ、前記増幅器および前記遅延装置に直列に結合され、中継された順方向リンク信号を与える第二のアンテナと；

前記増幅器、前記第一および第二のアンテナ、および前記遅延装置へ直列に結合され、前記中継された順方向リンク信号が前記第二のアンテナによって与えられている間、前記遅延装置に対する前記順方向リンク信号の接続を間欠的に中断するアイソレーション装置とを備えたことを特徴とする、時分割デュプレックス中継器。

27. 前記第一および第二のアンテナが同一の物理的構造であることを特徴とする、請求項26に記載の時分割デュプレックス中継器。

28. 前記第一のアンテナが前記順方向リンク信号の信号源に向けられた指向性アンテナであることを特徴とする、請求項26に記載の時分割デュプレックス中継器。

29. 前記第一および第二のアンテナがある距離だけ離れて置かれていることを特徴とする、請求項26に記載の時分割デュプレックス中継器。

30. 前記遅延装置が定在音波（SAW）フィルタであることを特徴とする、請求項26に記載の時分割デュプレックス中継器。

3 1. 前記遅延装置が、

アナログ・デジタル変換器と；

前記アナログ・デジタル変換器の出力へ結合されたデジタル記憶装置と

、

前記デジタル記憶装置の出力へ結合されたデジタル・アナログ変換器とを備えたことを特徴とする、請求項26に記載の時分割デュプレックス中継器。

3 2. 逆方向リンク信号を受信する第三のアンテナと；

前記第三のアンテナに結合された逆方向リンク増幅器と；

前記第三のアンテナおよび前記逆方向リンク増幅器へ直列に結合された逆方向リンク遅延装置と、

前記第三のアンテナ、前記逆方向リンク増幅器、および前記逆方向リンク遅延装置へ直列に結合され、中継された逆方向リンク信号を与える第四のアンテナと；及び

前記逆方向リンク増幅器、前記第三および第四のアンテナ、および前記逆方向リンク遅延装置に直列に結合され、前記中継された逆方向リンク信号が前記第四のアンテナによって与えられている間、前記逆方向リンク遅延装置への前記逆方向リンク信号の接続を間欠的に中断する逆方向リンク・アイソレーション装置とを備えたことを特徴とする、請求項26に記載の時分割デュプレックス中継器。

3 3. 前記第一、第二、第三、および第四のアンテナが同じ物理的構造であることを特徴とする、請求項32に記載の時分割デュプレックス中継器。

3 4. 前記第三および第四のアンテナが同じ物理的構造であることを特徴とする、請求項32に記載の時分割デュプレックス中継器。

3 5. 前記第一および第三のアンテナが同じ物理的構造であることを特徴とする、請求項32に記載の時分割デュプレックス中継器。

3 6. 前記第一および第三のアンテナが単一の指向性アンテナである、請求項32に記載の時分割デュプレックス中継器。

3 7. 前記拡散スペクトラム信号が疑似雑音（PN）拡散シーケンスで変調され

ることを特徴とする，請求項26に記載の時分割デュプレックス中継器。

38．前記拡散スペクトラム信号がホップされた周波数であることを特徴とする、請求項26に記載の時分割デュプレックス中継器。

39．前記逆方向リンク・アイソレーション装置、前記逆方向リンク増幅器、前記第三および第四のアンテナ、および前記逆方向リンク遅延装置と直列に結合され、ゲイン制御信号を受信する可変ゲイン増幅器と；

前記逆方向リンク信号内に第一の通信信号を与え、前記中継された順方向リ

ンク信号内から第二の通信信号を受信し、前記ゲイン制御信号を与える移動体ユニットとを備えたことを特徴とする，請求項32に記載の時分割デュプレックス中継器。

【発明の詳細な説明】

CDMAシステムで使用するための時分割デュプレックス中継器

発明の背景**I. 発明の分野**

本発明は一般的には拡散スペクトラム通信システムに関し、具体的にはRF信号中継器に関する。

II. 関連技術の説明

無線電話通信システムにおいて、多くのユーザは有線電話システムに接続するために無線チャネルを通して通信する。無線チャネル上の通信は、多数のユーザが制限された周波数スペクトラムを使用できるようにする種々の多重アクセス手法の1つで行われる。これらの多重アクセス手法は時分割多重アクセス（TDMA）、周波数分割多重アクセス（FDMA）、および符号分割多重アクセス（CDMA）を含む。CDMA手法は多くの利点を有し、CDMAシステムの例は、1990年2月13日にK.Gilhousenらに発行された米国特許第4,901,307号に題名「衛星または地上中継器を使用した拡散スペクトラム多重アクセス通信システム（SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS）」に説明され、これは本発明の譲受人に譲渡され、ここに引用して組み込まれる。

前記の特許では、多数の移動電話システムのユーザの各々がトランシーバを有し、CDMA拡散スペクトラム通信信号を使用し、衛星中継器または地上基地局を通して通信する多重アクセス手法が開示されている。CDMA通信を使用する場合、周波数スペクトラムは何回でも再使用できるので、システムのユーザ能力は増大する。

前記特許に開示されたCDMA変調手法は、衛星または地上チャネルを使用する通信システムで使用される狭帯域変調手法よりも多くの利点を提供する。地上チャネルは、通信システムに対して（特にマルチパス信号に関して）特別の問題を生じる。CDMA手法の使用は、マルチパスの悪影響（たとえばフェージング）

を緩和することによって地上チャネルの特別の問題を克服し、またそれ自身が有する利点を享受することができる。

CDMAセルラ電話システムにおいては、すべての基地局で同じ周波数帯域を通信に使用することができる。受信機では、分離可能なマルチパス（たとえばサイトパスの回線とビルから反射する他の回線）はダイバシチ結合されて、モデムのパフォーマンスを向上することができる。CDMA波形の特性は、同じ周波数帯域を占める複数の信号を弁別するために使用される処理ゲインを提供する。高速疑似雑音（PN）変調によって、パス遅延差がPNチップ持続時間を超過する場合に、同一信号の多くの異なった伝搬パスを分別することができる。約1MHzのPNチップ・レートがCDMAシステムで使用される場合、システム・データ・レートに対する拡散帯域幅の割合に等しい全体の拡散スペクトラム処理ゲインは、1マイクロ秒より大きい遅延差を有するパスに対して使用することができる。1マイクロ秒のパス遅延差は、約300メートルのパス距離差に対応する。都市環境は、典型的に1マイクロ秒を超えるパス遅延差を与える。

チャネルのマルチパス特性は信号フェージングを生じる。フェージングはマルチパス・チャネルの位相特性の結果である。フェージングは、マルチパス・ベクトルが破壊的に加算されて、個々のベクトルよりも小さな受信信号を生成するときにかかる。たとえば、正弦波が2つのパスを有するマルチパス・チャネルを通して送信されるとき、第一のパスがX dBの減衰率、時間遅延 δ 、 θ ラジアン位の位相シフトを有し、第二のパスがX dBの減衰率、時間遅延 δ 、 $(\theta + \pi)$ ラジアンの位相シフトを有すれば、チャネルの出力で信号は受信されない。

フェージングの悪影響は、送信機電力を制御することによって、CDMAシステム中である範囲内に制御することができる。基地局および移動ユニットの電力を制御するシステムは、1991年10月8日に発行され、本発明の譲受人に譲渡された米国特許第5,056,109号（その題名は「CDMAセルラ移動電話システムにおける送信電力を制御する方法及びその装置（METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM）」）に開示されている。

前記米国特許第4,901,307号に記述されたCDMAセルラ・システム

では、各基地局は限定された地域にカバレッジ(coverage)を提供し、そのカバレッジ域内で移動ユニットを、セルラ・システム・スイッチを通して公衆電話交換網(PSTN)へリンクする。移動ユニットが新しい基地局のカバレッジ域へ移動したとき、そのユーザの呼の経路指示は新しい基地局へ転送される。基地局から移動ユニットへの送信パスは順方向リンクと呼ばれ、移動ユニットから基地局への送信パスは逆方向リンクと呼ばれる。

前述したように、PNチップ期間は、2つのパスが結合されるために必要な最小区分時間を定義する。個別のパスを復調する前に、まず受信信号中のパスの相対的到着時間(すなわちオフセット)を決定しなければならない。この機能はチャネル装置のモデムによって実行される。すなわち、モデムは、一連の潜在的パス・オフセットを「探索し」、各潜在的パス・オフセットで受け取られたエネルギーを測定することによって、この機能を実行する。1つの潜在的オフセットに関連したエネルギーがしきい値を超過すると、復調装置がそのオフセットへ割り当てられる。復調の後、そのパス・オフセットに存在する信号は、それぞれのオフセットに存在する他の復調装置の寄与分と加算される。探索装置のエネルギー・レベルに基づいて復調装置を割り当てる方法と装置は、1993年10月28日に出願され、本発明の譲受人に譲渡された関連出願である米国特許出願第08/144,902号(その題名は「多重信号を受信可能なシステムにおける復調装置要素(DEMODULATION ELEMENT ASSIGNMENT IN A SYSTEM CAPABLE OF RECEIVING MULTIPLE SIGNALS)」)に開示されている。そのようなダイバシチまたはレーキ(rake)受信機は頑丈なデジタル・リンクを備えている。なぜなら、結合された信号が著しく劣化する前にすべてのパスと一緒にフェージングを受ける必要があるからである。

セルラまたは個人用の通信電話システムでは、システムの能力(同時に処理できる電話の呼の数)を最大にすることが極めて重要である。拡散スペクトラムシステムにおけるシステム能力は、各移動ユニットの送信電力が、送信される各信号が同じレベルで基地局の受信機に到着するように制御されるならば、最大にすることができる。実際のシステムでは、各移動ユニットは、データ回復が許容される程度の信号対雑音比を生成する最小の信号レベルを送信する。移動ユニット

によって送信された信号が、あまりに低い電力レベルで基地局受信機に到着すると、ビット誤り率があまりに高くなりすぎて、他の移動ユニットからの干渉により高品質の通信を行うことができない。他方、移動ユニットから送信された信号が、基地局で受け取られたときあまりに高い電力レベルにあると、この特定の移動ユニットの通信は受け入れられるが、この高電力信号は他の移動ユニットへの干渉を起こす。この干渉は、他の移動ユニットとの通信に悪影響を与える。

したがって、CDMA拡散スペクトラムシステムの能力を最大にするためには、基地局と通信している各移動ユニットの送信電力が基地局によって制御され、同じ公称受信信号電力が基地局で生じるようにされる。理想的な場合、基地局で受け取られた全体の信号電力は、各移動ユニットから受け取られた公称電力にその基地局のカバレッジ域内で送信している移動ユニットの数を掛けたものに、隣接する基地局のカバレッジ域内の移動ユニットから基地局で受け取られた電力を加えたものに等しい。

無線チャネルにおけるパス損失は、2つの別個の現象（すなわち、平均パス損失とフェージング）によって特徴づけられる。基地局から移動ユニットへの順方向リンクは、移動ユニットから基地局への逆方向リンクとは異なった周波数で動作する。しかし、順方向リンクと逆方向リンクとは同じ周波数帯域内にあるため、2つのリンクの平均パス損失の間には顕著な相関が存在する。他方、フェージングは順方向リンクと逆方向リンクでは別々の現象であり、時間の関数として変化する。しかし、チャネル上のフェージングの特性は、周波数が同じ帯域内にあるため順方向リンクでも逆方向リンクでも同じである。したがって、2つのリンクについて、時間あたりのフェージングの平均は典型的には同じである。

CDMAシステムの場合、各移動ユニットは、その移動ユニットへの入力における全電力に基づいて順方向リンクのパス損失を予測する。全電力は、移動ユニットによって認識される同一周波数割り当て上で動作しているすべての基地局からの電力の合計である。平均順方向リンク・パス損失の予測値から、移動ユニットは逆方向リンク信号の送信レベルを設定する。

さらに、移動ユニットの送信電力は、1つまたは複数の基地局によって制御される。移動ユニットと通信している各基地局は、移動ユニットから受信した信号

の強度を測定する。測定された信号強度は、その基地局でその特定の移動ユニットに望ましい信号強度レベルと比較される。電力調整コマンドが各基地局によって生成され、順方向リンク上で移動ユニットへ送られる。基地局の電力調整コマンドに応答して、移動ユニットはその送信電力を所定の量だけ増大または減少する。

1つの基地局から他の基地局へ移動ユニットを切り換える（「ハンドオフ」と呼ばれる）ためには、各種の方法が存在する。1つの方法は「ソフト」ハンドオフと呼ばれ、移動ユニットとエンドユーザとの間の通信は、元の基地局から次の基地局へのハンドオフが生じても中断されない。この方法は、元の基地局との通信を終了する前に次の基地局との通信が確立されるという点で、ソフト・ハンドオフと考えられる。移動ユニットが2つの基地局と通信しているとき、セルラすなわち個人用通信システムのコントローラによって、各基地局からの信号に基づいて1つの信号がエンド・ユーザのために作成される。引用して組み込まれ、本発明の譲受人に譲渡された米国特許第5, 267, 261号は、ハンドオフ過程の間に複数の基地局を通して移動ユニットと通信する（すなわちソフト・ハンドオフを提供する）方法およびシステムを開示している。

移動ユニットが複数の基地局と通信しているとき、各基地局から電力調整コマンドが提供される。移動ユニットはこれらの複数の基地局電力調整コマンドに基づいて、他の移動ユニットの通信に干渉を起こす送信電力・レベルを回避し、その移動ユニットから基地局の少なくとも1つへの通信をサポートするような電力を提供するように動作する。この電力制御メカニズムは、移動ユニットが通信しているすべての基地局が電力・レベルの増大を要求したときにのみ、移動ユニットにその送信信号レベルを増大させることによって達成される。移動ユニットが通信している基地局のいずれかが電力減少の要求を出せば、移動ユニットはその送信信号レベルを減少する。基地局と移動ユニットの電力を制御するシステムは、前記の米国特許第5, 056, 109号に開示されている。基地局と移動ユニットの電力を制御するシステムの詳細は、1993年11月23日に発行され、本発明の譲受人に譲渡された米国特許第5, 265, 199号（その題名は「CDMAセルラ移動電話システムにおける送信電力を制御する方法及び装置（METH

OD

AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM) 」) に開示されている。

移動ユニットにおける基地局ダイバシチは、ソフト・ハンドオフ過程での重要な考慮事項である。これまで説明した電力制御方法は、移動ユニットが、通信が可能な各基地局と通信しているときに最適に動作する。その場合、移動ユニットは、超過レベルで移動ユニットの信号を受け取っているが通信が確立されていないために移動ユニットへ電力調整コマンドを伝達することができない基地局との通信を妨害することがないようにする。

さらに、各遠隔ユニットによって送信された制御信号に応答して、基地局によって送信される各データ信号中で使用される相対的な電力を制御することが望ましい。そのような制御を行う主な理由は、場所によっては順方向チャネル・リンクが通常と違って不利益となる事態に対処するためである。不利益な遠隔ユニットへ送信されている電力が増大されるのでなければ、信号品質は受け入れられないものとなる。そのような場所の例は、1つまたは2つの隣接した基地局へのパス損失が、その遠隔ユニットと通信している基地局へのパス損失とほとんど同じ地点である。そのような場所では、全体の干渉は、基地局に比較的に近接している地点の遠隔ユニットに生じる干渉の三倍にも増大する。さらに、隣接した基地局から来る干渉は、アクティブな基地局から来る干渉と違って、アクティブの基地局からの信号と同じ調子で減衰しない。そのような場合の遠隔ユニットは、十分なパフォーマンスを達成するために、アクティブの基地局から3から4 dBのさらなる信号電力を必要とする。

他の場合、遠隔ユニットは、信号対混信比が非常に良好な場所に置かれる。そのような場合、基地局は通常の送信機電力よりも低い電力を使用して所望の信号を送り、システムによって送信されている他の信号に対する干渉を減少させる。

前記の目的を達成するため、移動ユニットの受信機の中に、信号対混信比を測定する手段が設けられる。この測定は、所望の信号の電力を干渉と雑音の全電力と比較することによって実行される。測定された比が所定の値よりも小さいとき

、移動ユニットは基地局に対して順方向リンク信号上のさらなる電力を要求する信号を送信する。比が所定の値を超過する場合、移動ユニットは電力減少の要求を

送信する。遠隔ユニットの受信機が信号対混信比を監視する1つの方法は、結果の信号のフレーム誤り率(FER)を監視することである。

基地局は各移動ユニットからの電力調整要求を受け取り、対応する順方向リンク信号に割り当てられた電力を所定量だけ調整するように応答する。通常、調整量は小さく、典型的には0.5から1.0 dBのオーダー(すなわち約12%)である。電力の変更率は逆方向リンクの場合よりも幾分遅く、1秒に1回程度である。実施例では、調整の動的範囲は典型的には制限される(たとえば、公称送信電力よりも4 dB小さい値から約6 dB大きい値まで)。

すべてのセルラ無線電話システムは地域の全体に基地局を配置し、各基地局がその限定されたカバレッジ域内に置かれた移動ユニットと通信するように動作する。CDMAシステムを最初に配置する場合、現在AMPSまたはTDMAシステムによってカバーされている領域でCDMAシステムを働かせる必要があり、その場合、2つのシステムが重複する。AMPSおよびTDMA基地局の場所および対応するカバレッジ域は、CDMA基地局とカバレッジ域とは別個のものでよい。同様に、特定の技術システム(AMPS、CDMA、またはTDMA)内で、一般的にAキャリアおよびBキャリアと呼ばれる2つの競合するサービス提供者が所定の領域内に存在する。これらのサービス提供者は、それらの競合者とは異なった基地局ロケーションを選択する場合が多い。そのような場合のいずれでも、第一のキャリアすなわち技術を使用して通信している移動ユニットは、それが通信している基地局からは遠く離れており、それが通信していない他の基地局には近接しているという場合が起こる。そのような場合、マルチトーンの強い干渉の存在の下で所望の受信信号が弱くなり、移動ユニットに問題を起こす。

移動ユニットが狭帯域AMPSまたはTDMA信号によってマルチトーン干渉を受けると、移動ユニット内で歪みが生じる。その歪みによって、移動ユニットによって使用されるCDMA帯域内にスパー(spurs)が生じると、受信機および

復調器のパフォーマンスは低下する。

2つのトーンが受信機に注入されると、第三次の歪み成分が生じる。たとえば、周波数 f_1 および電力・レベル P_1 を有する1つのトーンと、周波数 f_2 を有する他のトーンが受信機に注入されると、周波数 $2 \times f_1 - f_2$ および $2 \times f_2 -$

f_1 の第三次の歪み成分が、それぞれ電力・レベル P_{12} および P_{21} で生じる。たとえば、セルラ帯域内で、CDMA動作が880メガヘルツ (MHz) から881.25 MHzへ指定されたと仮定する。さらに、AMPシステムが881.5 MHzのFM信号および882 MHzの第二のFM信号を提供するように動作しているものと仮定する。第三次のスプリアス成分は $2 \times 881.5 - 882 = 881$ MHzで生じ、これはCDMA帯域内にある。

作り出された第三次スプリアス成分の電力レベルは、それを作り出した2つの信号の電力レベルおよび移動ユニットの相互変調パフォーマンスに依存する。第三次スプリアス成分によって生成された歪み量は、第三次スプリアス成分の全電力に対する全CDMA電力の割合に依存する。第三次スプリアス成分によって生じた歪みを制限するためには、2つの異なった方法がある。1つは、移動ユニットによって作り出される第三次スプリアス成分を制限することであり、他の1つは、作り出された第三次スプリアス成分との関係でCDMA信号のレベルを増加することである。移動ユニットの相互変調パフォーマンスを増加させることは、移動ユニットの価格と電力消費を増加させ、これはもちろん非常に望ましくない。もっとスマートな解決法は、スプリアス発生源の基地局に接近したときのCDMA信号レベルを増大することである。

追加的な信号生成手段を設けることなく所定の地域内で信号レベルを増大する1つの方法は、中継器を使用することである。中継器は、1方向または双方向の通信信号を受信し、増幅または波形整形された対応信号を伝送する装置である。中継器は、物理媒体の長さ、トポロジ (topology)、または相互接続性を、単一のセグメントによって可能な範囲以上に拡張するために使用される。中継器は、典型的には、通常は遠距離にある第一の通信ユニットによって作成された信号を受

信し、その信号が処理されるところの、通常は遠距離にある第二の通信ユニットへ、その信号を再送信する。

中継器の1つの大きな課題は、それが不安定になりやすいことである。中継器は、中継される信号に大きなゲインを与えると不安定になる場合がある。送信された信号が中継器の受信部分に帰還すると、中継器は発振を生じる場合がある。中継器が発振を生じると、信号の中継が停止され、実際にスプリアス信号を生じ

てシステムに害を及ぼす。

発明の要約

本発明は、符号分割多重アクセス（CDMA）システムで使用される信頼性に富んだ中継器を実現する方法と装置である。本発明は発振の危険なしに、中継される信号に高いゲインを提供することができる。

本発明はCDMAシステムで使用される時分割デュプレックス（TDD）中継器である。CDMAシステムでは、第一のシンボルレートを有する情報シンボルを変調するために高速疑似（PN）符号が使用される。CDMA受信機では、基地局で情報信号を変調するために使用された高速PN符号を使用して、到来する信号が復調される。復調過程は、到来する信号を、高速PN符号中の一連のPNチップとチップごとに乗算することを含む。各シンボルの間、エネルギーはシンボル期間に渡って累積される。

本発明の中継器は、RF信号に高いゲインを与えるが、発振からの免疫性を有する。中継器は、スイッチ、遅延装置（たとえば定在音波（SAW）フィルタ）、および一連の増幅器をカスケード接続することによって動作する。スイッチはシンボルレートよりも高いレートでオンとオフに切り替わる。遅延装置は切り換え期間の約半分の期間に等しい遅延を与える。遅延装置は、信号を後で伝送するためにその信号を記憶するアナログ記憶装置として働く。増幅器は遅延装置からの遅延された信号出力を増幅する。スイッチが開になっており信号が受信されない間、中継器は遅延された信号を送信し、したがって送信アンテナと受信アンテナとの間に大きなアイソレーション(isolation)を与える必要はない。このように、中継器は送信と受信を周期的に交替することによって時分割デュプレックス

方式で働く。

受信機では、中継器から切り換えられた信号は通常のように復調される。信号対雑音比は、同じ信号電力で受け取られる（同じ電力レベルの継続信号として受け取られる）信号の信号対雑音比と比較して、約3 dBのファクタだけ減少する。しかし、信号は、中継器が使用されない場合よりも、はるかに高いレベルで受信される。

中継器での切り換えをPN符号またはシンボル境界へ同期させる必要はないことに注意されたい。一連のそのような中継器をカスケード構成にする必要がある場合、中継器は切り換えを同期させないでカスケード構成にすることができる。2つの中継器をカスケード構成にする場合、単に第二の中継器が第一のスイッチの速度よりも高いか低い速度で切り替わる。したがって、第一のTDD中継器がシンボルレートの20倍で動作するならば、第二のTDD中継器はシンボルレートの10倍で動作する。

図面の簡単な説明

図1はセルラ・カバレッジ域の構造の例を示す。

図2は代替の技術で動作している基地局を含む、セルラ・カバレッジ域の構造の例を示す。

図3は本発明に従ったTDD中継器のブロック図である。

図4はゲイン平衡回路を含む双方向TDD中継器のブロック図である。

図5はTDD動作を示すタイミング図である。

図6は中継器のカスケード構成を示す。

実施例の説明

図1は基地局カバレッジ域の構造の例を示す。そのような構造では、六角形の基地局カバレッジ域が対称的なタイル配置で相互に隣接している。各移動ユニットは基地局の1つのカバレッジ域内に置かれている。たとえば、移動ユニット10は基地局20のカバレッジ域内に置かれている。符号分割多重アクセス（CDMA）セルラ無線ローカル・ループすなわち個人用通信電話システムでは、共通の周波数帯域がシステム内のすべての基地局との通信に使用され、それによって

移動ユニットと複数基地局との間の同時通信が可能になっている。移動ユニット10は基地局20に極めて接近して置かれており、基地局20からは強い信号を受け取り周囲の基地局からは比較的弱い信号を受け取る。しかし、移動ユニット30は基地局40のカバレッジ域に置かれているが、基地局100および基地局110のカバレッジ域に近接して置かれている。移動ユニット30は基地局40から比較的弱い信号を受け取り、同様の大きさの信号を基地局100および110から受け取る。基地局40、100、および110の各々がCDMAで動作できれば、移動ユニット30は基地局40、100、および110の間でソフト・ハンドオフの可能性がある。

本明細書では、「移動ユニット」とは一般的に遠隔加入者局を意味する。しかし、移動ユニットは場所に固定されていてもよいことに注意されたい。移動ユニットは複数ユーザ集中(concentrated)加入者システムの一部であってもよい。移動ユニットは音声、データ、または各種信号タイプの組み合わせを搬送するために使用することができる。「移動ユニット」は技術(art)用語であり、移動ユニットの範囲または機能を制限する意味に解釈されてはならない。図1および図2に示された基地局カバレッジ域の構造は非常に理想化されている。実際のセルラすなわち個人用通信環境では、基地局カバレッジ域のサイズと形状は様々である。基地局カバレッジ域は、理想的な六角形とは異なったカバレッジ域の形状を限定する境界では重なり合う傾向がある。さらに、基地局は当技術分野で周知であるようにセクタへ(たとえば3つのセクタへ)区分される。

図1の基地局60は3つのセクタへ区分された基地局を表す。基地局60は3つのセクタを有し、その各々は基地局カバレッジ域の120度を超える範囲をカバーする。実線55で示されるカバレッジ域を有するセクタ50は、破線75で示されるカバレッジ域を有するセクタ70のカバレッジ域と重なり合っている。さらに、セクタ50は破線85で示されるカバレッジ域を有するセクタ80と重なり合っている。たとえば、Xで示される場所90はセクタ50およびセクタ70のカバレッジ域にある。

一般的に、基地局をセクタに区分する目的は、基地局カバレッジ域内に置かれ

た移動ユニットとの間の全体の干渉電力を減少させ、基地局を通して通信することができる移動ユニットの数を増加させるためである。たとえば、セクタ80は場所90に置かれた移動ユニットのために信号を送信することではなく、したがってセクタ80に置かれた移動ユニットは場所90に置かれた移動ユニットが基地局60と通信するとき著しい干渉を受けることはない。場所90に置かれた移動ユニットについては、全体の干渉はセクタ50および70、および基地局20お

よび120からの寄与分である。場所90に置かれた移動ユニットは基地局20および120、およびセクタ50および70と同時にソフト・ハンドオフ状態になることができる。

本発明は多くの用途に使用できるが、図2は本発明が特に利点を与える1つの場合を表している。図2では、基地局40、100、および110はCDMA信号を使用して通信信号を提供するものと想定する。さらに、第二のキャリア(carrier)が同じ地域でAMP S基地局を動作させるものと想定する(たとえば、基地局115は図2に示されるような現実的に不規則なカバレッジ域を有する)。移動ユニット30が動作しなければならない信号条件を考える。前述したように、移動ユニット30は基地局40から比較的弱い信号を受け取り、基地局100および110から同様の大きさの信号を受け取る。移動ユニット30は基地局115に非常に接近しており、かなりの量の干渉エネルギーを受け取る。基地局40、100、および110は第一の周波数帯域でCDMA信号を使用して通信信号を提供し、AMP S基地局115は隣接帯域で信号を提供する。

このタイプの現実的な状況では、移動ユニット30は -80 dBm のオーダで全体のCDMAエネルギー・レベルを受け取り、また基地局115から20の異なったAMP信号を同時に受信している。それぞれが、 -20 dBm の電力を持っているので、干渉電力は全部で -7 dBm となる。 -80 dBm のCDMA信号電力と、 -7 dBm の全体のAMP信号エネルギーとの差は 73 dBm であり、1に対して約2千万の割合である。AMP信号の周波数はCDMA信号からオフセットされているが、AMP信号がCDMA動作と干渉を生じないように、大きなアイソレーションが必要である。

この場合の最も大きな悪影響は、移動ユニットの相互変調パフォーマンスの影響である。典型的には、AMPS信号は狭帯域のFM信号であり、それはCDMA動作帯域に隣接した周波数帯域で210kHzだけ離れている。実施例では、CDMA信号は1.25MHzのPNチップ・レートで拡散されており、信号は1.25MHzの帯域幅を有する。したがって、この場合、移動ユニット内で生じる相互変調成分は、CDMA信号のエネルギー・レベルと比較して顕著な信号レベルでCDMA帯域内に入る可能性が非常に高い。

このような高い信号レベルで相互変調成分を生じない移動ユニットを作成することは实际的でない。典型的には、そのような高い免疫性の相互変調パフォーマンスは必要ではない。たとえば、基地局40、100、および110がAMPS通信能力を提供するならば、CDMA信号レベルは、移動ユニットが基地局に対して接近または離れるとき、AMPS信号レベルと同じように増大または減少し、したがってCDMA信号レベルに対する相互変調成分の比率は大きくなる可能性が少ない。したがって、高い免疫性の相互変調パフォーマンスは、図2に示された移動ユニット30と基地局115の場合にのみ必要である。移動ユニットの相互変調パフォーマンスを増大するためには、移動ユニットにおいて、望ましくない信号が濾過されていない受信連鎖の最初の増幅段階で、大きなRF信号レベルが高い程度の直線性で与えられることが必要である。しかし、このような増幅段階における直線性は電力消費を高くするというコストでのみ実現することができ、そのような高い電力消費は常に電話のバッテリー寿命に悪影響を及ぼすので、図2に示されるような比較的例外的な場合の対策としては有利でない。したがって、移動ユニットのパフォーマンスを著しく変更しないで図2に示される問題を解決する方法を見つけることが望まれる。図2の問題を解決する1つの方法は、基地局115に極めて近接して置かれた領域でCDMA信号の信号レベルを増大することである。大部分の場合、CDMAシステムを動作させているキャリアは、AMPSキャリアの基地局115へのアクセスを有することはなく、さらなるCDMA動作基地局を基地局115と共存させることを困難にしている。

全面的に新しい基地局を追加しないで領域内の信号レベルを増大させる1つの

方法は、信号中継器を使用することである。信号中継器は、カバレッジ域を拡張するか1つのアンテナのトポロジを超えてトポロジを変更する場合に使用される。中継器は信号振幅の回復、波形の整形、またはタイミングなどの基本的信号処理を実行する。この場合、最も基本的な中継器は単に信号を受信し、増幅し、再送信することである。中継器は典型的にはカバレッジを増大させたい領域に近接して設置される。たとえば、中継器は基地局115に隣接したビル上に設置される。中継器は一般的にカバレッジの穴場（たとえば大きなビルの「陰」や高速道路のトンネル）で使用される。中継器の高度に望ましい特性として、設置するのに容

易で、動作させるには電源を接続するだけでよいことが挙げられる。顕著なゲインを提供する中継器に伴う困難な設計問題の1つは、送信された信号が中継器の受信入力へ帰還しないようにすることである。送信信号が中継器の受信入力へ帰還すると、中継器が振動する場合がある。したがって、典型的な中継器は送信ポートと受信ポートとの間に大きなアイソレーションを設けるように設計に十分注意する必要がある。本発明の実施例のように、信号がアンテナを通るRF信号として送受信される場合、アイソレーションが送受信アンテナを配置する場合の大きな要因になる。本発明は中継器の振動問題を解決し、送受信アンテナを注意深く設置する必要性を軽減する。

本発明の時分割デュプレックス（TDD）中継器は、信号を受信し、信号を遅延および記憶し、その信号を再送信することによって、CDMAシステムで 사용되는疑似雑音（PN）変調の利点を享受する。送信ステップと受信ステップは、中継器が送信している間は受信しないように、相互に排他的に実行される。

本発明の実施例では、CDMA信号は、送信局（すなわち基地局または移動ユニット）で9.6キロビット/秒（kbps）データ・ストリーム(stream)から作成される。まず、データ・ビットは畳み込み方式によってレート1/2でエンコードされ、19.2キロシンボル/秒（ksps）データ・ストリームが生成される。19.2kspsのデータ・ストリームは、同じく19.2kspsで実行されている長いPN符号マスクによってブロック・インタリーブされスクラ

ンブルされる。スクランブルされた結果の 19.2 k s p s データ・ストリームは、さらに $1.2288 \text{ メガチップ/秒 (M c p s)}$ のレートを有するウォルシュ関数で変調される。 1.2288 M c p s でウォルシュ変調されたシーケンスは、送信のために一対の I および Q の $1.2288 \text{ M c p s P N}$ パイロット・シーケンスによって直交(quadrature)変調される。

C D M A 受信機では、到来する信号は、送信機で情報信号を変調するために使用された同じ一対の I および Q の $1.2288 \text{ M c p s P N}$ パイロット・シーケンスおよび同じウォルシュ・シーケンスを使用して復調される。復調過程は、到来する信号を、同じ対の I および Q の $1.2288 \text{ M c p s P N}$ パイロット・シーケンスおよび同じウォルシュ・シーケンスへチップごとに乗算することを含む。

次に、逆拡散されたデータ・ストリームは同じ P N 符号マスクを使用してアンスクランブル(unsrambled)される。累積したシンボルエネルギーを生成するために、チップ・エネルギーはシンボル期間に渡って累積される。

本発明はシンボルの持続時間中のエネルギー累積を利用する。エネルギーはシンボルの全体の持続時間に渡って累積されることに注意されたい。したがって、信号がシンボル持続時間の一部分でのみ減衰すると、その減衰の間に累積されるエネルギーは非常に小さいが、シンボル持続時間の残りでは十分のエネルギーが累積され、デコードは信頼できるものとなる。本発明は、使用可能な累積結果を生成するためには、累積過程で信号を継続的に存在させる必要はないという事実を利用する。本発明の実施例では、シンボルレートは 19.2 k s p s であり、これは約 $52 \text{ マイクロ秒 } (\mu \text{ s e c})$ のシンボル持続時間に等しい。したがって、この実施例では、切り換えレートはシンボルレートよりも10倍のオーダーで速い。以下で説明するように、対応する遅延は切り換えレートの二分の一である。たとえば、実施例は $3 \mu \text{ s e c}$ の切り換えレートと $1.5 \mu \text{ s e c}$ の遅延を有する。切り換えレートを選択する主な要因はシンボルレートである。切り換えレートは、全体のシンボルが切り換え処理に起因して失われないように、シンボルレートよりも幾分速いことが必要である。切り換えレートを選択する場合の他の

要因は、切り換えレートが速くなればなるほど、切り換えられたCDMA波形内で生成される相互変調成分は高くなる点である。CDMA波形のスペクトラムは帯域制限白色雑音に類似する。CDMA波形がオンおよびオフで変調されるとき、隣接帯域に側波帯が生成される。換言すれば、切り換えレートが速くなれば、それだけ生成される側波帯のエネルギー・レベルは高くなる。

他の考慮事項は実現可能な遅延値である。SAWフィルタはセルラ周波数において数百ナノ秒から数十マイクロ秒のオーダーでRF遅延を提供することができる。SAWフィルタはフラットなグループ遅延（すなわち、SAWを通過するすべての周波数がほぼ同じ量だけ遅延する）を伴った遅延を与えるために、この種のアプリケーションで使用するのに非常に適している。さらに、SAW素子の濾波効果は中継器によって増幅される必要のない周波数（たとえば、実施例ではAMP S 伝送に対応する周波数）を濾波するために使用することができる。

信号を遅延させるためには、多くの異なった方法を使用することができる。たとえば、信号はアナログ・デジタル変換され、デジタル遅延装置によって遅延され、デジタル・アナログ変換される。そのような場合、デジタル遅延装置内の遅延量は時間と共に変化させることができ、したがってTDD動作は周期的な切り換えメカニズムから解放されて、最大効率が達成される。遅延は現在の切り換え期間の持続時間に合致するように調整することができる。

図3は本発明の簡単なブロック図を示す。アンテナ150はRF信号を受信する。スイッチ152は、閉じられているとき信号を通し、開かれているとき信号をブロックする。増幅器154は切り換えられた信号を増幅する。典型的に、SAWフィルタは、それを通過する信号へ大きな減衰を引き起こす。切り換え動作は、それ自体本来的に結果信号の信号対雑音比を低下させる。しかし、中継器によって生じる劣化量を制限することが重要である。SAWフィルタの前で、ある量の増幅を行い、雑音レベルよりもはるかに大きく信号レベルを高くすることによって、信号対雑音比上の減衰損失の効果を最小にすることができる。ある場合には、スイッチ152の前に遅延を導入することが有利であるかも知れない。遅延装置156はスイッチ152の切り換え期間の二分の一のオーダーで遅延を提供

する。前述したように、遅延装置は後の伝送のために受信信号を記憶するように動作する。増幅器158は遅延装置156の遅延され切り換えられた出力を増幅し、その出力がアンテナ160によって送信されるようにする。

図5はTDD中継器の動作を時間順に示す。時間線200はTDD中継器の状態（送信または受信）を示す。理論的には、TDD中継器の動作は時間線200で示されるように正確に50%のデューティ・サイクル(duty cycle)を有する。遅延装置の遅延時間に変動を含むという実際的な理由から、全時間に対する伝送時間のデューティ・サイクル率は50%よりも幾分小さい。時間線202は、受け取られた信号が時間セグメントへ分割されることを示す。時間セグメントの各々は遅延装置によって生じた遅延に等しい長さを有する。時間セグメントは数字を表示され、時間線204は遅延装置の対応する出力を示す。遅延装置をアンテナに結合するスイッチは受信過程の間でのみ閉じられることに注意されたい。したがって、奇数番号のセグメントのみが実際にデータ信号を含んでいる。同様に、

遅延装置の出力では、奇数番号に対応する時間セグメントのみが時間線200上の伝送表示と整列している。したがって、奇数番号に対応する時間セグメントのみがTDD中継器によって送信される。偶数番号の時間セグメントに対応する信号エネルギーは中継器のTDD特性のために失われる。

ここで詳細に説明している実施例では、TDD中継器は移動体通信環境で使用される信号を中継するために使用される。移動体通信環境では、通信は基地局と移動体ユニットとの間で双方向的である。詳細に説明している実施例のCDMAシステムでは、各移動体ユニットは、移動体ユニットへの入力における全体の電力に基づいて順方向リンクのパス損失を予測する。平均の順方向リンク・パス損失の予測から、移動体ユニットは逆方向リンク信号の送信レベルを設定する。したがって、移動体ユニットによって送信される電力は、移動体ユニットによって受け取られる電力に比例する。したがって、中継器がこの種のセルラ・システムで使用される場合、それはゲインが平衡するように双方向で動作しなければならない。すなわち、中継器は順方向リンク信号および逆方向リンク信号を中継し

なければならず、中継器が切り換え効果を含むゲインを順方向リンク中に挿入するので、電力制御メカニズムが平衡するように、そのゲインは逆方向リンク中にも挿入されなければならない。

図4は双方向で動作する中継器を示す。図4において、順方向リンク周波数はアンテナ150を通して受信され、アンテナ160を通して送信される。移動体ユニットから基地局への逆方向リンク信号はアンテナ170で受信され、スイッチ172によって切り換えられ、遅延装置176によって遅延され、増幅器162および178によって増幅され、アンテナ180によって送信される。遅延装置176がSAWフィルタを使用している場合、それは逆リンク周波数帯域へ調整されなければならない、遅延装置156は順方向リンク周波数帯域へ調整されなければならないことに注意されたい。中継器の中に十分な周波数アイソレーション(isolation)が存在して、1つの方向における送信が反対方向における受信の間に発振を生じないような場合には、中継器の順方向リンク部分と逆方向リンク部分との切り換えを同期させる必要はない。さらに、2つの方向で同じ切り換え周波数を使用する必要はない。

前述したように、電力制御を最適に実行するために、中継器は順方向リンクと逆方向リンクの双方で同じゲインを生じるように平衡しなければならない。中継器は典型的には戸外に設置され、種々の環境変化（たとえば温度変化）にさらされる。それによって、最初は平衡状態に置かれた中継器が平衡を失うことになる。したがって、順方向リンク上のゲインに関して逆方向リンクの相対的ゲインを自動的に調整するメカニズムを中継器内に設けることが有利である。

実施例のCDMAシステムにおける通常の動作では、移動体ユニットが送信電力の基礎を受信電力に置く場合の、いわゆる「開ループ」電力制御のほかに、各移動体ユニットの送信電力は閉ループ動作で1つまたは複数の基地局によっても制御される。移動体ユニットが通信している各基地局は、移動体ユニットから受信した信号の強度を測定する。測定された信号強度は、その基地局でその特定の移動体ユニットに望まれる信号強度レベルと比較される。電力調整コマンドが各基地局によって生成され、順方向リンク上を移動体ユニットへ送られる。基地局

の電力調整コマンドに応答して、移動体ユニットは電力調整コマンドを統合して、典型的には送信ゲイン調整信号と呼ばれるゲイン制御信号を生成する。移動体ユニットは送信ゲイン調整信号の値に基づいて所定の量だけその送信電力を増大または減少する。送信ゲイン調整信号は、移動体ユニットが置かれているサイトにおける順方向リンク信号または逆方向リンク信号の間の平衡を示すことに注意されたい。

送信ゲイン調整信号は、本発明のTDD中継器内で平衡を維持するために使用することができる。図4はそのような実施例の1つを示しており、移動体ユニット166がTDD中継器の一部に含まれている。継続的または間欠的に、移動体ユニット166は、それが中継している信号を送受信する基地局と共にアクティブな呼に参加する。移動体ユニット166は、アンテナ160から中継された順方向リンク信号164をアンテナ168上で受信し、アンテナ168上の逆方向リンク信号182をアンテナ170へ送信する。移動体ユニット166は、逆方向リンク信号182の電力レベルの基礎を、切り換え効果を含む、中継された順方向リンク信号164のレベル上に置く。

システム中の他のすべての移動体ユニットと同じく、移動体ユニット166は、

前記の米国特許第5,056,109号、第5,265,199号、および「二重モード広帯域拡散スペクトラムセルラシステムの移動局-基地局互換性標準 (Mobile Station - Base Station Compatibility Standard for Dual - Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System)」と題するEIA/TIA/IS-95文書に説明されているような、開ループおよび閉ループの電力制御を使用する。移動体ユニット166は、その送信信号の電力レベルの基礎を、送信ゲイン調整信号を作成することによって、基地局から受信した電力制御調整コマンド上に置く。2つのリンクが平衡しておれば、送信ゲイン調整の値は、開ループ予測に対してほとんど調整する必要はなく、送信ゲイン調整の値がかなり小さいことを示す。

2つのリンクが平衡なくなると、送信ゲイン調整信号は不平衡の程度と方向

を示し始める。順方向リンクが逆方向リンクよりも大きなゲインを有する場合、送信ゲイン調整信号は、移動体ユニットがその逆方向リンク信号を増大する必要があることを示す。順方向リンクが逆方向リンクよりも小さいゲインを有する場合、送信ゲイン調整信号は、移動体ユニットがその逆方向リンク信号を減少する必要があることを示す。送信ゲイン調整信号の値は、順方向リンク中継器パフォーマンスと逆方向リンク中継器パフォーマンスの間の不平衡の程度に比例することに注意されたい。したがって、TDD中継器のパフォーマンスは、送信ゲイン調整信号の使用によって平衡させることができる。図4はそのような実施例の1つを示す。双方向性TDD中継器はアンテナ160、168、および170の相対的配置および移動体ユニット166の校正を実施されており、送信ゲイン調整信号の値が可変増幅器162へ印加されるとき、2つのリンクが平衡するようにされる。

図4の構成に対しては多くの変更が考えられる。たとえば、アンテナ150およびアンテナ180を同じアンテナにし、オプションの送受切替器184を使用して受信周波数でエネルギーをスイッチ152へ結合し、増幅器178から送信周波数のエネルギーを結合することができる。同様に、アンテナ160およびアンテナ170を同じアンテナにすることができる。アンテナ150およびアンテナ180は高度指向性のアンテナであって、それぞれ順方向リンク信号の信号源

と逆方向リンク信号の着信先へ向けられる。アンテナの指向性を利用すると、TDD中継器が他の基地局からの望ましくない信号を増幅しないようにすることができる。ある場合には、図4の装置で1つだけのアンテナを使用することができる。

さらに、基地局へ結合されるアンテナと、移動体ユニットへ結合されるアンテナとの間に、ある距離を置くことが有利である。たとえば、大きな妨害物によって信号源からブロックされている区域で信号レベルを上げるために中継器を使用する場合、基地局と結合されるアンテナを基地局と同じ妨害物の側に置き、移動体ユニットに結合されたアンテナは、カバレッジ域の穴場が存在する妨害物の側の離れた所へ置くことができる。

本発明のTDD中継器は容易にカスケード構成にすることができる。たとえば、トンネル環境で信号を増幅するために1つのTDD中継器が使用され、範囲を拡張するために第二の中継器が必要である場合、第二のTDD中継器は第一の中継器からの信号を受信して増幅し、第一の中継器によって受信され増幅される信号を与えることができる。たとえば、図6は中継器のカスケード構成を示す。TDD中継器252は基地局250から信号を受信して、それをTDD中継器254へ再送信する。TDD中継器254はその信号を移動体ユニット256へ再送信する。同様に、TDD中継器254は移動体ユニット256から信号を受信して、それをTDD中継器252へ再送信する。TDD中継器252は信号を基地局250へ再送信する。同じ切り換え周波数が使用される場合、カスケード構成の2つの中継器は2つのユニット間の遅延効果を考慮に入れて同期される必要がある。同期処理は困難であり、タイミング・ドリフトを考慮に入れて時間鎖錠方式で動作させる必要がある。

しかし、2つのTDD中継器をカスケード構成にする場合、同期は必要でない。2つの中継器をカスケード構成にするためには、第二の中継器が単に第一のスイッチよりも高いか低いレートで切り換えられる。たとえば、第一のTDD中継器がシンボルレートの20倍で動作すると、第二のTDD中継器はそのシンボルレートの10倍で動作すればよい。第二のカスケードされた中継器の出力は第一のカスケードされた中継器の出力のサブセットである。図5の例で説明したように、

奇数番号の時間セグメントのみが第一の中継器から送信される。第二のカスケードされた中継器は奇数番号の時間セグメントのエネルギーの半分を送信するにすぎない。2つのカスケードされた中継器の切り換え端を同期させる必要はない。また、順方向リンクと逆方向リンクを同期させる必要はなく、同じ切り換え周波数で動作させる必要もない。2つのカスケードされた部分によって、同じ信号電力で受信される信号（同じ電力レベルの継続信号として受信される信号）の信号対雑音比と比較して、少なくとも6dBだけ減衰した信号が生じる。

さらに、図5は第一のTDD中継器の半分の切り換えレートで動作する第二の

カスケードされたTDD中継器の動作を時間と共に示す。時間線206は第二のTDD中継器の状態（送信か受信）を示す。前述したように、第一および第二の中継器の時間を相互に整合させる必要はない。例を分かりやすくするために、2つのTDD中継器のタイミングは同期されており、第一の中継器と第二の中継器の間の伝送パス遅延は無視できるものと仮定する。時間線208は時間セグメントに分割された、第二の受信機の受信信号を示す。時間セグメントの各々は第一の中継器の遅延装置によって誘起された遅延に等しい長さを有し、また第一のTDD遅延装置の出力に関して整合されている。時間線210は遅延装置の対応する出力を示す。第二のTDD中継器内の遅延は第一のTDD中継器の遅延の2倍である。第一の中継器のTDD特性のために、奇数番号のセグメントのみが実際にデータ信号を含むことに注意されたい。同様に、遅延装置の出力では、1つおきの奇数番号（すなわち、1、5、9、13、17）に対応する時間セグメントのみが時間線206上の伝送表示と整合されていることに注意されたい。残りの奇数番号（すなわち、3、7、11、15）の時間セグメントに対応する信号エネルギーは第二の中継器のTDD特性のために失われる。

これまで説明した実施例はPN拡散スペクトラムシステムに関して開示された。本発明は周波数ホップド・システム(frequency hopped systems)のような他のシステムでも使用できることは明らかである。周波数ホップド・システムにおけるTDD中継器は、TDD中継器の遅延が各周波数における周波数存在持続時間に等しくなるように構成される。したがって、1つおきの周波数のエネルギーがTDD中継器によって中継される。

実施例のこれまでの説明は、当業者が本発明を実施することができるよう提供された。当業者にとって、これらの実施例に種々の変更を施すことが可能であることは明らかであり、本明細書で定義された一般的な原理は、発明能力を使用することなく他の実施例に適用することができる。したがって、本発明はここで説明された実施例に限定されるものではなく、ここに開示された原理と新規な特徴に従う限り最大範囲に解釈されるべきものである。

【図 1】

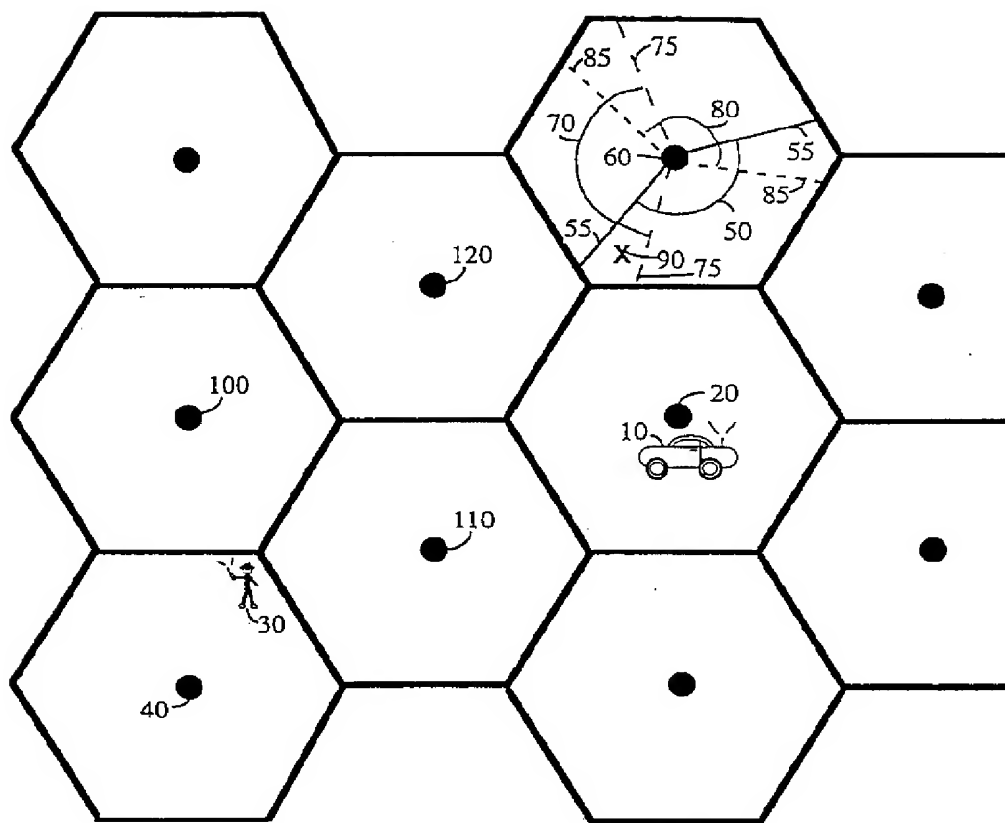


FIG. 1

【図2】

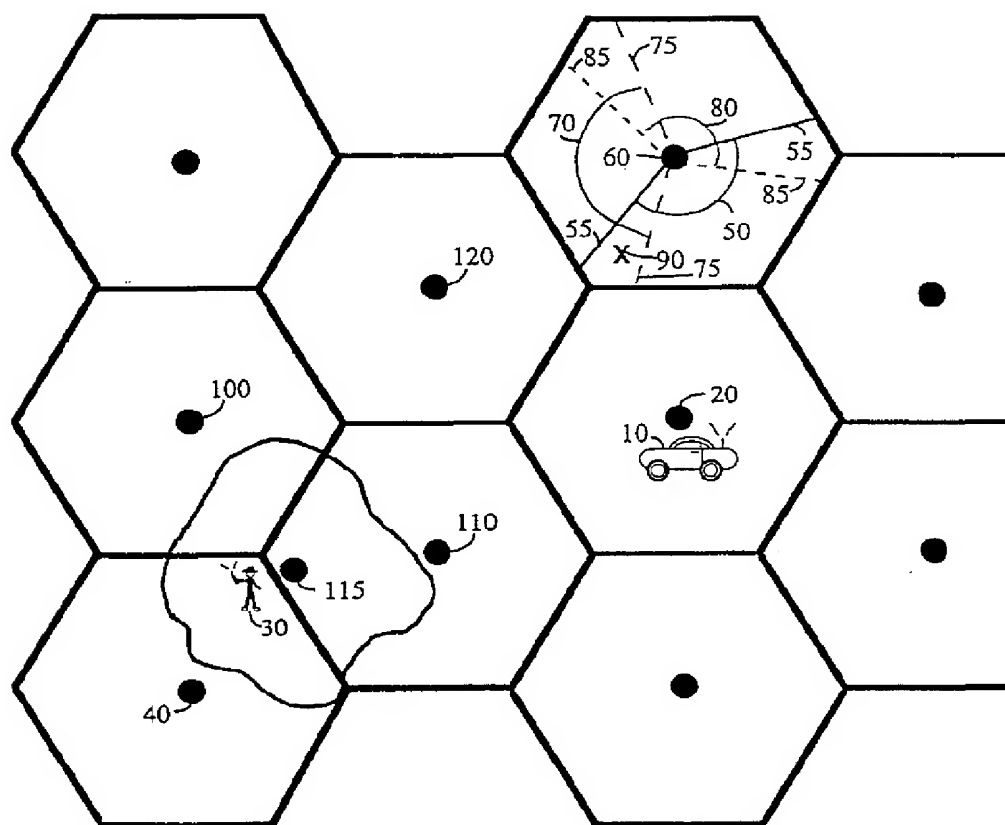


FIG. 2

【図3】

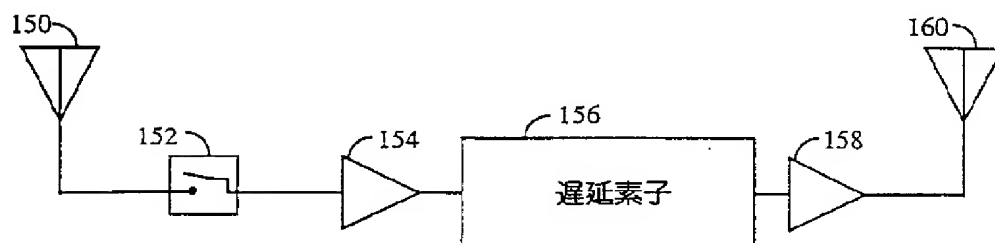


FIG. 3

【図4】

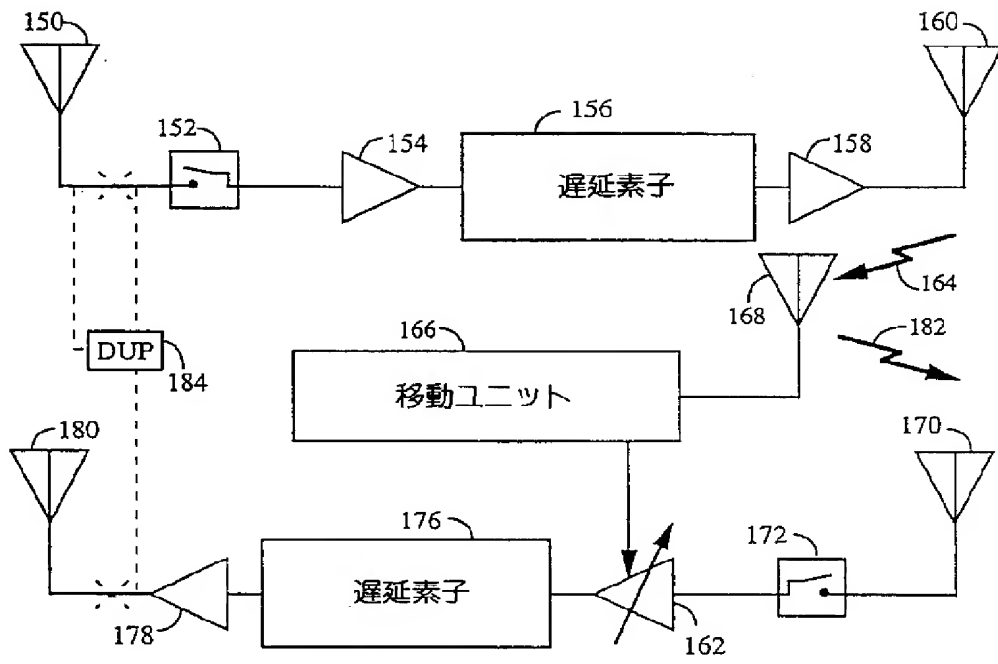


FIG. 4

【図5】

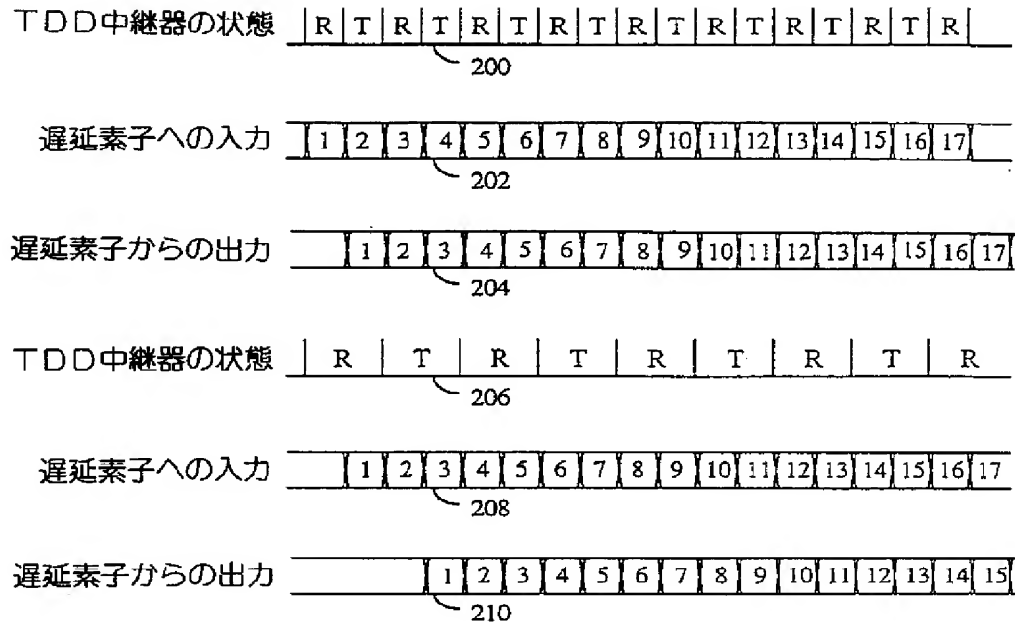


FIG. 5

【図6】

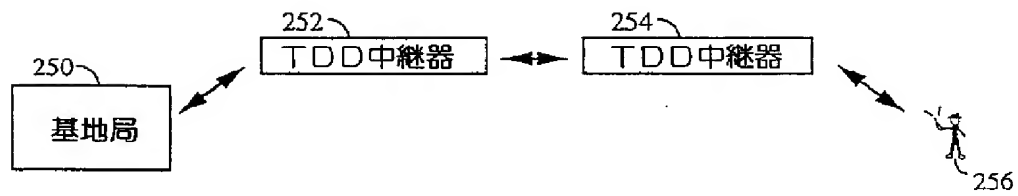


FIG. 6

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		International Application No.
IPC 6 H04B7/26 H04B1/707		PC, US 96/13868
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)		
IPC 6 H04B		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 0 536 068 A (ALCATEL ESPACE) 7 April 1993 see claims 1-5; figures 3,4 ---	1,22,26
X	US 5 170 412 A (MASSEY) 8 December 1992 see column 2, line 39 - column 3, line 50; figure 1 ---	1,22,26
A	US 5 081 643 A (SCHILLING) 14 January 1992 see column 3, line 33 - line 38 ---	1-39
A	EP 0 409 538 A (NRC CORPORATION) 23 January 1991 see claims 1-7; figures 1-3 -----	1-39
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
29 April 1997		16.05.97
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 EV Rijswijk Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+ 31-70) 340-3016		Authorized officer Bischof, J-L

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PC1, JS 96/13868

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 536068 A	07-04-93	FR 2682238 A	09-04-93
		AU 672758 B	17-10-96
		AU 2602992 A	08-04-93
		AU 6066296 A	03-10-96
		AU 6197596 A	27-02-97
		CA 2097504 A	03-04-93
		WO 9307683 A	15-04-93
		JP 6503458 T	14-04-94
US 5170412 A	08-12-92	AT 130712 T	15-12-95
		DE 59106942 D	04-01-96
		EP 0486834 A	27-05-92
		JP 4351130 A	04-12-92
US 5081643 A	14-01-92	CA 2091782 A	17-05-92
		EP 0515624 A	02-12-92
		WO 9209155 A	29-05-92
EP 409538 A	23-01-91	DE 69014744 D	19-01-95
		DE 69014744 T	27-07-95
		JP 3069240 A	25-03-91
		US 4998261 A	05-03-91

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(KE, LS, MW, SD, SZ, UG), UA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN

(72)発明者 アントニオ、フランクリン・ビー
アメリカ合衆国、カリフォルニア州
92014、デル・マー、コルドバ・コウブ
2765

【公報種別】特許法第17条第1項及び特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第3区分

【発行日】平成14年5月21日(2002.5.21)

【公表番号】特表2000-502218(P2000-502218A)

【公表日】平成12年2月22日(2000.2.22)

【年通号数】

【出願番号】特願平9-510554

【国際特許分類第7版】

H04B 7/15

7/26

H04J 3/08

13/00

H04L 5/16

【F I】

H04B 7/15 Z

H04J 3/08 A

H04L 5/16

H04B 7/26 A

H04J 13/00 A

手 続 審 判 部 門 審 判 部

請求の範囲

平成13年11月30日

特許庁長官 殿

1. 事件の表示

特願平9-510554号

2. 補正をする者

名称 ケアルコム・インコーポレイテッド

3. 代理人

東京都千代田区蔵が関3丁目7番2号

鈴美内外國特許法律事務所内

〒100-0013電話03(3502)3181(大代表)

(6847) 井野土 鈴 江 武 彦



4. 自発補正

5. 補正により減少する請求項の数 2

6. 補正の対象 請求の範囲

7. 補正の内容

請求の範囲を別紙の通り補正する。

1. 一連の符号シンボルから構成された拡散スペクトラム信号を中継器制で増幅する方法であって、

第一の時間間隔中に前記拡散スペクトラム信号を受信するステップと;

前記受信された拡散スペクトラム信号を増幅するステップと;

前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号を、遅延回路を用いて所定の量だけ遅延させるステップと;及び

第二の時間間隔中に、アンテナから前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を送信するステップと;を備え、前記遅延回路および前記アンテナは電気的に接続されて前記中継器内部に位置しており、

前記受信ステップと前記送信ステップは相互に排他的な現象である__
拡散スペクトラム信号の増幅方法。

2. 前記一連の符号シンボルの各シンボルは長さにおいて1シンボル持続時間であり、前記所定の遅延の量は前記シンボル持続時間よりも小さい__請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

3. 前記受信ステップと前記送信するステップに、前記所定の遅延量の約2倍の間隔で周期的に実行される__請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

4. 前記遅延させるステップは定常波(SAW)フィルタを使用して実行される__請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法。

5. 前記受信、増幅、遅延、および送信する各ステップは前記拡散スペクトラム信号を与える信号源から離れた第一の場所で行われる、拡散スペクトラム信号の増幅方法であって、さらに

第二の時間間隔の間に第一の場所から前記送信された拡散スペクトラム信号を受信するステップと;

前記第二の場所で前記受信された拡散スペクトラム信号を増幅するステップと;

前記第二の場所で前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号を第三の所定

差だけ遅延させるステップと；及び

前記第二の場所での第四の時間間隔の間に前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を送信するステップとを含む、

前記第二の場所における前記受信するステップと前記送信するステップが相互に決定的な事象である請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

6. 前記第二の場所における前記受信するステップと前記送信するステップは、前記第二の所定の遅延量の約2倍に等しい周波で周期的に実行され、前記第二の所定の遅延量は前記所定の遅延量の少なくとも2倍である請求項5に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

7. 前記第二の場所における前記受信するステップと前記送信するステップは、前記第二の所定の遅延量の約2倍に等しい周波で周期的に実行され、前記第二の所定の遅延量は前記所定の遅延量の半分よりも短い請求項5に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

8. 前記第二の場所における前記遅延するステップが、前記増幅され受信された拡散スペクトラム信号を、前記拡散スペクトラム信号の中心周波数に調整された帯域通過(SAW)フィルタを通すことによって実行される請求項5に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

9. 第三の時間間隔の間に第二の拡散スペクトラム信号を受信するステップと；

前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を増幅するステップと；
前記受信され増幅された第二の拡散スペクトラム信号を第二の所定の量だけ遅延させるステップと；

第四の時間間隔の間に前記受信され増幅され遅延された第二の拡散スペクトラム信号を送信するステップとを含む請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

10. 前記第一の時間間隔と前記第三の時間間隔とが時間的に重複している請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

11. 前記第一の時間間隔と前記第三の時間間隔とが同じ時間間隔に対応している請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

に動作して、前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号が送信されるだけであるか、前記拡散スペクトラム信号が受信されるだけであり、

前記装置はさらに、

第二の拡散スペクトラム信号を周期的に受信する手段と；

前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を増幅する手段と；

前記受信され増幅された第二の拡散スペクトラム信号を第二の所定量だけ遅延させる手段と；及び

前記受信され増幅され遅延された第二の拡散スペクトラム信号を周期的に送信する手段とを備え、

前記装置はさらに、

前記周期的に送信される拡散スペクトラム信号の第一のゲインを検出する手段と；

前記第一のゲインに基づいて前記第二の受信された拡散スペクトラム信号を増幅する前記ステップ内の第二のゲインを調整する手段とを備える拡散スペクトラム信号の増幅装置、

21. 拡散スペクトラム信号を増幅する時分割デュプレックス中継器であって、順方向リンク信号を受信する第一のアンテナと；

前記第一のアンテナに結合された増幅器と；

前記第一のアンテナおよび前記増幅器へ直列に結合された遅延装置と；

前記第一のアンテナ、前記増幅器および前記遅延装置に直列に結合され、中継された順方向リンク信号を与える第二のアンテナと；

前記増幅器、前記第一および第二のアンテナ、および前記遅延装置へ直列に結合され、前記中継された順方向リンク信号が前記第二のアンテナによって与えられている間、前記遅延装置に対する前記順方向リンク信号の遅延を周期的に中断するアイソレーション装置とを備える時分割デュプレックス中継器、

22. 前記第一および第二のアンテナが同一の物理的構造である請求項21に記載の時分割デュプレックス中継器、

23. 前記第一のアンテナが前記順方向リンク信号の信号源に接続された送信アンテナである、請求項21に記載の時分割デュプレックス中継器、

12. 前記第一の時間間隔と前記第四の時間間隔とが時間的に重複している請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

13. 前記第一の時間間隔と前記第四の時間間隔とが同じ時間間隔に対応している請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

14. 前記第二の所定量が前記所定量と同じである請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

15. 前記第二の所定量が前記所定量と異なっている請求項9に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

16. 前記一連の符号シンボルが疑似雑音(PN)シーケンスで構成される請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

17. 前記一連の符号シンボルが時域上ホップされた周波数である請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

18. 前記遅延するステップが、前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号をデジタル信号に変換するステップと；

前記変換された信号を、デジタル記憶装置を使用して遅延させるステップと；

前記変換され遅延された信号をアナログ信号へ変換するステップとを含む請求項1に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

19. 前記所定量が時間に依存する請求項18に記載の拡散スペクトラム信号の増幅方法、

20. 拡散スペクトラム信号を増幅する装置であって、

前記拡散スペクトラム信号を周期的に受信する手段と；

前記受信された拡散スペクトラム信号を増幅する手段と；

前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号を所定の量だけ遅延させる手段と；及び

前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を周期的に送信する手段とを備え、

周期的に受信する前記手段および周期的に送信する前記手段が相互に排他的

24. 前記第一および第二のアンテナがある距離だけ離れて置かれている請求項21に記載の時分割デュプレックス中継器、

25. 前記遅延装置が帯域通過(SAW)フィルタである請求項21に記載の時分割デュプレックス中継器、

26. 前記遅延装置が、

アナログ・デジタル変換器と；

前記アナログ・デジタル変換器の出力へ結合されたデジタル記憶装置と、前記デジタル記憶装置の出力へ結合されたデジタル・アナログ変換器とを備える請求項21に記載の時分割デュプレックス中継器、

27. 逆方向リンク信号を受信する第三のアンテナと；

前記第三のアンテナに結合された逆方向リンク増幅器と；

前記第三のアンテナおよび前記逆方向リンク増幅器へ直列に結合された逆方向リンク遅延装置と、

前記第三のアンテナ、前記逆方向リンク増幅器、および前記逆方向リンク遅延装置へ直列に結合され、中継された逆方向リンク信号を与える第四のアンテナと；及び

前記逆方向リンク増幅器、前記第三および第四のアンテナ、および前記逆方向リンク遅延装置に直列に結合され、前記中継された逆方向リンク信号が前記第四のアンテナによって与えられている間、前記逆方向リンク遅延装置への前記逆方向リンク信号の遅延を周期的に中断する逆方向リンク・アイソレーション装置とを備える請求項21に記載の時分割デュプレックス中継器、

28. 前記第一、第二、第三、および第四のアンテナが同一物理的構造である請求項27に記載の時分割デュプレックス中継器、

29. 前記第三および第四のアンテナが同一物理的構造である請求項27に記載の時分割デュプレックス中継器、

30. 前記第一および第二のアンテナが同一物理的構造である請求項27に記載の時分割デュプレックス中継器、

31. 前記第一および第二のアンテナが同一指向性アンテナである請求項27に記載の時分割デュプレックス中継器、

3.2. 前記拡散スペクトラム信号が疑似雑音（PN）拡散シーケンスで変調される、請求項21に記載の時分割デュプレックス中継器。

3.3. 前記拡散スペクトラム信号が時間をオーバーしてホップされた周波数である、請求項21に記載の時分割デュプレックス中継器。

3.4. 一連の符号シンボルから構成された拡散スペクトラム信号を増幅する方法であって、

第一の時間間隔中に前記拡散スペクトラム信号を受信するステップと；

前記受信された拡散スペクトラム信号を増幅するステップと

前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号を所定の量だけ遅延させるステップと；

第二の時間間隔中に前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を送信するステップと；を備え、

前記受信ステップと前記送信ステップに相互に排他的な事象であり、前記拡散スペクトラム信号を増幅する方法はさらに、

第二の時間間隔中に第二の拡散スペクトラム信号を受信するステップと；

前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を増幅するステップと；

前記受信され増幅された第二の拡散スペクトラム信号を第二の所定量だけ遅延させるステップと；

第四の時間間隔中に前記受信され増幅され遅延された第二の拡散スペクトラム信号を送信するステップと；を備え、

前記拡散スペクトラム信号を増幅する方法はさらに、

前記送信された拡散スペクトラム信号の第一のゲインを検知するステップと；

前記第一のゲインに基づいて前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を増幅する前記ステップ内で第二のゲインを調整するステップと；

を備える。拡散スペクトラム信号の増幅方法。

3.5. 一連の符号シンボルから構成された拡散スペクトラム信号を増幅する方法であって、

第一の時間間隔中に前記拡散スペクトラム信号を受信するステップと；

前記受信された拡散スペクトラム信号を増幅するステップと；

前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号を所定量だけ遅延させるステップと；及び

第二の時間間隔中に、前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を送信するステップと；を備え、

前記受信するステップと前記送信ステップは相互に排他的な事象であり、前記拡散スペクトラムを増幅する前記方法はさらに、

第三の時間間隔中に第二の拡散スペクトラム信号を受信するステップと；

前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を増幅するステップと；

前記受信され増幅された第二の拡散スペクトラム信号を第二の所定量だけ遅延させるステップと；

第四の時間間隔中に前記受信され増幅され遅延された第二の拡散スペクトラム信号を送信するステップと；を備え、

前記拡散スペクトラム信号を増幅する方法は、さらに、

前記第二の拡散スペクトラム信号内に逆方向リンク通信信号を送信するステップと；

前記拡散スペクトラム信号内の順方向リンク通信信号を受信および復調して、そこに含まれるゲイン調整信号を決定し；及び、

前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を前記ゲイン調整信号にしたがって増幅する前記ステップ内でゲインを調整するステップと；

を備える。拡散スペクトラム信号の増幅方法。

3.6. 拡散スペクトラム信号を増幅する装置であって、

前記拡散スペクトラム信号を間欠的に受信する手段と；

前記受信された拡散スペクトラム信号を増幅する手段と；

前記受信され増幅された拡散スペクトラム信号を所定量だけ遅延させる手段と；及び

前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号を間欠的に送信する手段とを備え、

前記受信され増幅され遅延された拡散スペクトラム信号が送信されるだけで

あるか、前記拡散スペクトラム信号が受信されるだけとなるよう、間欠的に受信する前記手段および間欠的に送信する前記手段が相互に排他的に動作し、

前記拡散スペクトラム信号を増幅する装置はさらに、

第二の拡散スペクトラム信号を間欠的に受信する手段と；

前記受信された第二の拡散スペクトラム信号を増幅する手段と；

前記受信され増幅された第二の拡散スペクトラム信号を第二の所定量だけ遅延させる手段と；及び

前記拡散スペクトラム信号を増幅するための装置は、さらに

前記第二の拡散スペクトラム信号内の逆方向リンク通信信号を送信する手段と；

前記拡散スペクトラム信号内の順方向リンク通信信号を受信および復調して、そこに含まれるゲイン調整信号を決定する手段と；及び

前記ゲイン調整信号に従って前記第二の受信された拡散スペクトラム信号を増幅する前記ステップ内でゲインを調整する手段とを備え、拡散スペクトラム信号の増幅装置。

3.7. 拡散スペクトラム信号を増幅する時分割デュプレックス中継器であって、

順方向リンク信号を受信する第一のアンテナと；

前記第一のアンテナに結合された増幅器と；

前記第一のアンテナおよび前記増幅器へ直列に結合された遅延装置と；

前記第二のアンテナ、前記増幅器および前記遅延装置に直列に結合され、中継された順方向リンク信号を送信する第二のアンテナと；

前記増幅器、前記第二のアンテナ、および前記第二のアンテナ、および前記遅延装置へ直列に結合され、前記中継された順方向リンク信号の前記第二のアンテナによって供給されているが、前記遅延装置に対する前記順方向リンク信号の接続を間欠的に中断するアイソレーション装置とを備え、

前記拡散スペクトラム信号を増幅する時分割デュプレックス中継器はさらに、逆方向リンク信号を送信する第三のアンテナと；

前記第三のアンテナに結合された逆方向リンク増幅器と；

前記第三のアンテナおよび前記逆方向リンク増幅器へ直列に結合された逆方

向リンク遅延装置と、

前記第三のアンテナ、前記逆方向リンク増幅器、および前記逆方向リンク遅延装置に直列に結合され、中継された逆方向リンク信号を送信する第四のアンテナと；及び、

前記逆方向リンク増幅器、前記第三および第四のアンテナ、および前記逆方向リンク遅延装置に直列に結合され、前記中継された逆方向リンク信号が前記第四のアンテナによって供給されているが、前記逆方向リンク遅延装置への前記逆方向リンク信号の接続を間欠的に中断する逆方向リンク・アイソレーション装置とを備え、

前記拡散スペクトラム信号を増幅する時分割デュプレックス中継器はさらに、

前記逆方向リンク・アイソレーション装置、前記逆方向リンク増幅器、前記第三および第四のアンテナ、および前記逆方向リンク遅延装置と直列に結合され、ゲイン制御信号を送信する可変ゲイン増幅器と；

前記逆方向リンク信号内に第一の通信信号を供し、前記中継された順方向リンク信号内から第二の通信信号を受信し、前記ゲイン制御信号を送信する制御ユニットとを備える。時分割デュプレックス中継器。